Drehfeldgerechte Messung der Momentanfrequenz in mehrphasigen Energieversorgungsnetzen

Volker Eckhardt

Erlangen 1987

1987 W 405

UNIV.
LIBRARY
1922

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41538124_0014

Drehfeldgerechte
Messung der Momentanfrequenz
in mehrphasigen Energieversorgungsnetzen

Der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg
zur Erlangung des Grades
DOKTOR-INGENIEUR

vorgelegt von
Volker Eckhardt

Erlangen 1987

Als Dissertation genehmigt von der
Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der Einreichung:	18. Dezember 1986
Tag der Promotion:	30. Juni 1987
Dekan:	Prof. Dr.-Ing. H. Brand
Berichterstatter:	Prof. Dr.-Ing. G. Hosemann
	Prof. Dr.-Ing. H. W. Schüßler

für Andrea

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Elektrische Energieversorgung der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg.

Herrn Professor Dr.-Ing. G. Hosemann danke ich herzlich für die Anregung zu dieser Arbeit, für sein stetes Interesse und die freundliche Unterstützung.

Herrn Professor Dr.-Ing. H. W. Schüßler bin ich für die Übernahme des Koreferats zu Dank verpflichtet.

Mein Dank gilt auch der Deutschen Forschungsgemeinschaft, die diese Arbeit förderte.

Den Freunden und Kollegen am Lehrstuhl danke ich für das angenehme Klima, in dem ich arbeiten konnte, und Herrn Dr.-Ing. P. Hippe für seine freundliche, stetig(e,) kritische Begleitung.

Besonders bedanken möchte ich mich bei den Herren Dipl.-Ing. Durlak, Pigler, Finzel, Biburger, Daimer, Drummer, Niklaus, Schüller, Spichtinger, Hopf, Zwickl und Meier, die sich im Rahmen von Studien- und Diplomarbeiten sehr engagiert am Fortgang der Arbeit beteiligt haben, und bei Frau cand. rer. nat. Heike Pries, die bei der Programmierung mitgearbeitet hat. Frau Tasche de Quispe und Frau Hartmann danke ich für die Hilfe bei der Erstellung des Manuskripts und der Zeichnungen.

Übersicht

Ausgehend von einer drehfeldgerechten Definition der Netzfrequenz in Mehrphasensystemen wird ein Frequenzmeßverfahren vorgeschlagen, das die Winkelgeschwindigkeit des Spannungsraumzeigers bestimmt. Hierzu wird der rotierende Raumzeiger in einem digitalen Phasenregelkreis demoduliert und gefiltert. Die Stellgröße des Phasenreglers wird als Frequenzsignal ausgekoppelt und durch eine Zustandsüberwachung von Phasensprüngen befreit. Vergleichsrechnungen mit herkömmlichen Techniken erläutern die Überlegenheit des neuen Meßverfahrens.

Zur Trennung des Grund- und Pendelanteils der so gemessenen Frequenz werden Verfahren mit digitalen, linearphasigen Filtern und solchen auf Beobachterbasis vorgestellt. Eine Optimierung im Zeit- und Frequenzbereich verbessert das Einschwingverhalten und die Robustheit des Beobachters, der durch eine Modifikation des Streckenmodells in seiner Ordnung reduziert wird.

Mit einem in seinem Aufbau erläuterten Mikrorechnersystem werden Frequenzmessungen mit Trennung in Frequenzgrundanteil und -pendelanteil in Echtzeit ausgeführt.

Inhaltsverzeichnis

1.	**Einleitung**	1
2.	**Definition der Frequenz**	6
2.1	Frequenzdefinition nach DIN 1311	6
2.2	Frequenzdefinitionen im Drehspannungssystem nach Hosemann	7
2.2.1	Systemtheoretische Erläuterungen zum Frequenzbegriff in Drehsystemen	8
2.2.2	Beweis der Gleichheit von Netzfrequenz und Frequenz der mitlaufenden Grundkomponente im quasistationären Betrieb	11
3.	**Frequenzmeßverfahren**	16
3.0	Übersicht über bestehende Frequenzmeßverfahren	16
3.1	Meßprinzip des Raumzeigerfrequenzmeßgerätes	20
3.2	Übertragungsfunktionen	23
3.2.1	Mittelwertbildner	23
3.2.2	Phasenberechnung	27
3.2.3	Differenzierung	27
3.2.4	Integration	28
3.2.5	Phasenregelung	29
3.2.6	Laufzeit	29
3.2.7	Übertragungsfunktionen des geschlossenen Kreises	30
3.3.	Einphasige Messung	33
3.4	Dynamische Anpassung des Meßgerätes	35
3.4.1	Extrapolation	35
3.4.2	Rauscherkennung	36
3.4.3	Phasensprungerkennung	38
4.	**Genauigkeitsabschätzung in ausgewählten Betriebsfällen**	41
4.1	Kurzschluß nahe der Meßstelle	45
4.2.	Phasensprung und Lastabwurf	46
4.3	Pendelungen und subsynchrone Schwingungen	47
4.4	Quantisierungs- und Übersteuerungseffekte im Analog/Digital-Umsetzer	47
4.5	Diskretisierung im digitalen Phasenregelkreis	50
4.6	Vergleich der Frequenzmessung mit Raumzeiger mit der Frequenzmessung durch Periodendauerbestimmung	56

5.	**Frequenzmodulationsanalyse mit nichtrekursiven digitalen Filtern**	60
5.1	Einführung in die Theorie der nichtrekursiven Filter	61
5.2	Entwurf nichtrekursiver Filter für die Frequenzanalyse	66
6.	**Frequenzmodulationsanalyse mit Beobachterfilter**	
6.1	Einführung in die Beobachtertheorie	71
6.1.1	Beobachter für bleibende Störgrößen	74
6.2	Simulation von Frequenz- und Leistungspendelungen	
6.2.1	Entwurf eines Netzmodells	77
6.2.2	Numerische Nachbildung des Prozeßmodells	83
6.2.3	Darstellung der Prozeß-Übertragungsfunktion	89
6.2.4	Entwurf des Prozeßbeobachters	91
6.3	Optimierung des Beobachterfilters	99
6.3.1	Bestimmung des Fehlerfunktionals zur Filterbeurteilung	99
6.3.2	Optimierung des Fehlerfunktionals mit Konjugierten Richtungen und Minimizing Step	103
6.3.3	Ergebnisse der Optimierung	104
6.4	Ordnungsreduktion des Beobachterfilters	107
6.4.1	Berechnung der Übertragungsfunktionen und Frequenzgänge der Teilfilter	108
6.4.2	Modifikation des Prozeßmodells	111
6.5	Robustheit des Beobachterfilters	114
6.5.1	Optimierung des reduzierten Beobachters im Zeit- und Frequenzbereich	118
7.	**Mikrorechnermeßsystem**	
7.1	Rechnerstruktur	125
7.2	Programmstruktur	128
8.	**Messungen am Modell für Netz- und Kraftwerkstechnik**	132
8.1	Messungen zur schnellen Frequenzerfassung mit Phasensprungerkennung	133
8.2	Messung von Frequenzpendelungen mit nichtrekursiven Filtern und Beobachterfilter	136

9.	**Integriertes Konzept zur Synchronisierung, Frequenz-, Polradwinkel- und Leistungsmessung mit pendeldämpfender Regelung im Kraftwerk**	142
9.1	Synchronisierautomatik	143
9.2	Polradwinkelbestimmung	145
10.	**Zusammenfassung**	147

Literaturverzeichnis

Anhang

Lebenslauf

1. Einleitung

Die genaue Kenntnis der momentanen Frequenz im elektrischen Energieversorgungsnetz ist für eine zuverlässige Energieerzeugung Voraussetzung, weil durch die Primär- und Sekundärregelung der Kraftwerke und Netze Frequenzänderungen immer mit Verschiebungen der Leistungsbilanzen der Teilnetze verbunden sind. Da schon geringe Differenzen der Netzfrequenz vom Nennwert 50 Hz Abweichungen vom Sollzustand des Verbundnetzes signalisieren, ist die zuverlässige und schnelle Ermittlung dieses Wertes von erheblichem Interesse.

Für **Frequenzmessungen** im elektrischen Energieversorgungsnetz werden meistens Verfahren benutzt, die die Periodendauer einer Einphasen-Wechselspannung bestimmen und daraus über den Kehrwert auf die Frequenz des Drehspannungs-Systems schliessen. Diese Verfahren sind naturgemäß relativ ungenau und langsam, weil sie zur Bestimmung der Periodendauer die Zeitdifferenz zwischen den Nulldurchgängen des Signals auswerten. Damit hängen Häufigkeit und Genauigkeit der Meßwerte von der Periodendauer bzw. Exaktheit der Periodizität ab. Die Beschränkung auf eine einphasige Größe führt zu großen Fehlern in Störfällen, die diese Größe betreffen.

Eine Verbesserung in der **Meßgeschwindigkeit**, der **Rauscharmut** und der **Störanfälligkeit** einer Frequenzmeßeinrichtung verspricht die Auswertung einer kontinuierlichen Größe, die das gesamte heteropolare Drehsystem beschreibt. Für das Drehspannungssystem bietet sich im quasistationären Betrieb die positiv sequente **Grundkomponente des Spannungsraumzeigers** an, die einen mit der Winkelgeschwindigkeit des Mitsystems rotierenden komplexen Zeiger darstellt. Sie wird in DIN 13321 als p-Komponente bezeichnet.

Die Frequenz dieser Raumzeigerkomponente steht für das gesamte Drehspannungssystem und wird deshalb im folgenden als Maß für die Netzfrequenz verwendet.

Die mitlaufende Grundkomponente stellt nur einen Teil des Raumzeigers dar, der aus den zeitlichen Verläufen der Spannungen $u_1(t)$, $u_2(t)$ und $u_3(t)$ gebildet wird. Überlagern noch höherfrequente oder gegenlaufende Komponenten bzw. stochastische Störungen die mitlaufende Komponente, so ist der komplexe Raumzeiger amplituden- und phasenmoduliert. Da die Grundkomponente davon unberührt bleibt, sind ihre Kreisfrequenz und damit die Netzfrequenz trotzdem definiert.

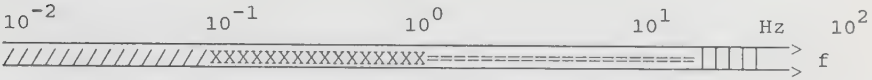
Die homopolare Komponente entsteht bei Drehstromsystemen durch elektromagnetische Unsymmetrien oder Nichtlinearitäten und ist stets unerwünscht. Da sie über den elektromechanischen Zustand des Drehstromsystems nichts aussagt, darf sie in die Frequenzmessung nicht eingehen.

Neben der Frequenz wird zur Stabilisierung des Netzbetriebes oft auch die lokale **Modulation** der Frequenz benötigt. Niederfrequente Frequenzmodulationen treten z.B. bei **Leistungspendelungen** zwischen Generatoren, zwischen Teilnetzen oder bei **Resonanzschwingungen** zwischen Turbosätzen und Übertragungsleitungen auf.

Angeregt werden bemerkbare Pendelungen durch Störungen, wie z.B. Netzkurzschlüsse, Leitungsabschaltungen und Kraftwerksausfälle. Für die Amplitude der Pendelungen sind bei kurzzeitigen Störungen das entstehende Energiedefizit $P \cdot t_k$ und bei anhaltenden Störungen der auftretende Leistungssprung ΔP bzw. ΔQ maßgebend.

Die Pendelungen der Wirkleistung sind mit Schwingungen in der Phasenlage der Generatorpolräder und damit der Frequenz verbunden. Man muß mit Leistungsschwankungen bis 1000 MW und Frequenzschwankungen bis 1 Hz rechnen. Die Frequenz dieser Schwankungen liegt wie aus Bild 1.1 ersichtlich typischerweise meistens zwischen 1 Hz bei regional begrenzten und 0,1 Hz bei überregionalen Ausgleichsvorgängen. Die Abklingzeitkonstante beträgt zwischen 2 s und 60 s. Die natürliche Dämpfung

des Netzes ist für diese niederfrequenten Schwingungen sehr gering. Unter ungünstigen Bedingungen können Dauerschwingungen auftreten /A11/.



thermodynamische Regelvorgänge mit Dampferzeugern	elektromechanische **Pendelungen**, transiente Stabilität	Torsions-schwingungen	elektromagnetische subsynchrone Schwingungen

Bild 1.1 Frequenzbereiche im Energieversorgungsnetz

In einem Verbundnetz mit n_G Generatoren gibt es prinzipiell n_G-1 überlagerte Schwingungen, die den Relativbewegungen zwischen den Generatorpolrädern entsprechen. Die hiermit verbundenen Frequenzmodulationen stellen den sogenannten Frequenzpendelanteil dar. Diesen n_G-1 Eigenschwingungen der Generatorpolräder ist im Falle einer gestörten Leistungsbilanz im Energieversorgungsnetz noch ein Bewegungsablauf überlagert, an dem sich alle n_G Generatoren gleichermaßen beteiligen. Dies ist der sogenannte Frequenzgrundanteil. Sinken z.B. infolge eines Kraftwerkausfalls die Drehzahlen der Generatoren ab, werden sie durch das Eingreifen der Primärregler in den Kraftwerken auf einen neuen stationären Wert stabilisiert. Die Sekundärregelung des Netzes gleicht den Erzeugerleistungsausfall im betroffenen Netz aus, so daß der ursprüngliche Betriebspunkt mit Nennfrequenz wieder erreicht wird. Die Tertiärregelung des Verbundnetzes gleicht schließlich den Gang der Synchronuhren ab.

Bild 1.2 zeigt einen typischen Verlauf der Netzfrequenz, der sich nach einem Versuch im KKI Isar einstellte, während dessen 660 MW Wirk- und 370 Mvar Blindleistung abgeschaltet wurden. Die Leistungszahl des UCPTE - Netzes betrug zu diesem Zeitpunkt ca. K ≃ 17500 MW/Hz /D16/. Die dominierende Pendelfrequenz beträgt ca. 0.45 Hz, ihre Schwingungszeit ca. 2.2 s.

Gestrichelt eingetragen ist der Verlauf des Frequenzgrundanteils, dem die Pendelungen der einzelnen Generatoren gegeneinander überlagert sind.

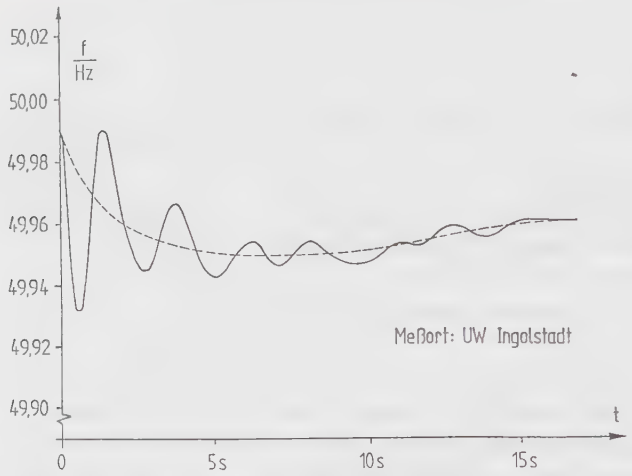


Bild 1.2 Verlauf der Netzfrequenz nach Ausfall von Erzeugerleistung

Die Netzfrequenzänderungen können durch direkte Maßnahmen nicht sofort abgebaut werden, weil es z.B. bei Kurzschlüssen keine Möglichkeit gibt, das entstehende Energiedefizit innerhalb kürzester Zeit aus Energiespeichern zu decken. Allerdings können die angeregten Schwingungen durch Pendeldämpfungsgeräte beruhigt werden. Solche Geräte greifen meist in die Generatorerregung ein und benötigen als Meßgrößen z.B. den Polradwinkel sowie die Netzfrequenz und ihre Modulation /D8/.

Gelingt es also, die im Netz auftretenden Frequenzänderungen nach Bild 1.2 in einen Frequenz-Pendelanteil und einen Frequenz-Grundanteil aufzuspalten, dann stehen Meßwerte für gezielte regelungstechnische Maßnahmen zur Verfügung. Der pen-

delfreie Grundanteil der Netzfrequenz gestattet auch eine verbesserte Ansteuerung von Unterfrequenzrelais, wodurch eine Überfunktion dieser Relais und damit kostspielige Lastabwürfe von Verbrauchern vermeidbar sind.

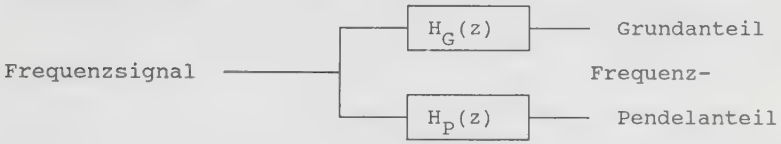


Bild 1.3 Meßschaltung zur Trennung von Frequenzgrundanteil und Frequenzpendelanteil

Das scheinbar einfachste Verfahren zur Trennung von Frequenzpendel- und Grundanteil stellt die Verwendung digitaler Filter dar, die aus der Nachrichtentechnik bekannt sind. Sie werden in Kap.5 beschrieben. Weil sie sich aber nur an der Grenzfrequenz der Netzpendelungen orientieren, jedoch nicht an der Struktur des Energieversorgungsnetzes selbst, sind sie nur begrenzt verwendbar.

Insgesamt bessere Ergebnisse kann man erzielen, wenn man das Energieversorgungsnetz in einem Modell nachbildet, das Informationen über die Netzeigenwerte enthält. Die damit verbundene Beobachter-Theorie wird ausführlich in Kap.6 dargestellt.

Als Ergänzung zur Frequenzmessung und Modulationsanalyse stellt diese Arbeit eine Methode zur Polradwinkelbestimmung vor.

Für die Synchronisierung von Spitzenlastkraftwerken werden schnelle automatische Synchronisiergeräte verwendet. In Anlehnung an die Frequenz- bzw. Phasenwinkelmessung wird deshalb ein Verfahren vorgeschlagen, das aus den Raumzeigern des Generators und des Netzes die Differenzen in den Spannungsbeträgen, den Phasenlagen und Frequenzen analysiert und anhand von Grenzkriterien die Zuschaltentscheidung trifft.

2. Definition der Frequenz

2.1. Frequenzdefinition nach DIN 1311

In DIN 1311, Teil 1 und DIN 5483, Teil 1 ist die Frequenz definiert als Kehrwert der Zeit, nach der sich ein periodischer Vorgang wiederholt.

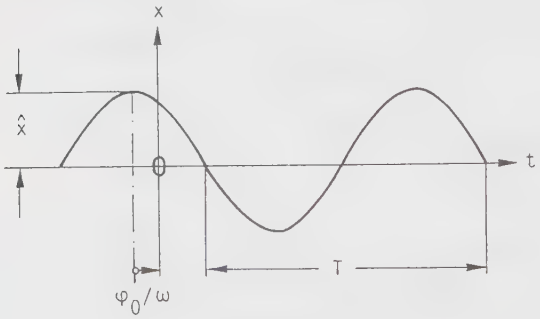


Bild 2.1: Periodisches Signal nach DIN 1311

Diese Definition ist nur für einphasige, **streng periodische** Signale geeignet. Sie versagt offensichtlich schon, wenn durch Phasensprünge oder Oberschwingungen zusätzliche Nulldurchgänge entstehen. Die Übertragung auf das Energieversorgungssystem zur Definition der Netzfrequenz ist problematisch, weil als Signal sowohl Stern- als auch Außenleiterspannungen - also insgesamt 6 Größen - zur Auswahl stehen. Keines dieser Signale repräsentiert allein das Drehspannungssystem, das zur Energieübertragung benutzt wird. Sie enthalten zudem homopolare Komponenten, die zur Leistungsübertragung wenig beitragen. Eine strenge Periodizität der Signale liegt überdies nie vor, weil z.B. Betriebsmittel Oberschwingungen verursachen oder Schalthandlungen und Störungen zu stochastischen Signalverformungen führen, die der Definition nach DIN 1311 zuwiderlaufen. Für das elektrische Energieversorgungssystem ist deshalb eine andere, allgemeinere Definition wünschenswert.

2.2. Frequenzdefinition im Drehspannungssystem nach Hosemann

Im quasistationären Betrieb soll die Energieübertragung im elektrischen Energieversorgungsnetz über die mitlaufende Grundkomponente der Drehspannungssysteme erfolgen. Unsymmetrien und Oberschwingungen verursachen Verluste und sind unerwünscht. Eine physikalisch sinnvolle Frequenzdefinition für Drehsysteme muß sich also auf die mitlaufende Grundkomponente beziehen.

Problematisch ist, daß diese Komponente **nicht** unmittelbar aus den Leitergrößen ermittelt werden kann und eine solche Frequenzdefinition auf den quasistationären Betriebsfall beschränkt bleibt. Deshalb soll hier eine **allgemeingültige** Frequenzdefinition vorgestellt werden, die für den Sonderfall des quasistationären Betriebs sich auf die mitlaufende Grundkomponente des Raumzeigers bezieht und nach Abschnitt 3.3 auch auf einphasige Wechselgrößen angewandt werden kann.

> *Die lokale Frequenz eines Drehspannungssystems an einem Ort i wird aus dem Augenblickswert der Kreisfrequenz des komplexen Raumzeigers ermittelt, der aus den Zeitgrößen der heteropolaren Sternspannungen am Ort i gebildet wird. In weitreichenden Netzen entspricht die Netzfrequenz dem Mittelwert über alle lokalen Frequenzen.*

Diese Definition ist eindeutig, vorraussetzungslos und bezieht sich nur auf Größen, die zu jedem Zeitpunkt im Netz gemessen werden können. Der Bezug der so definierten Netzfrequenz auf die positiv sequente Grundkomponente des Raumzeigers für den quasistationären Betrieb ist gegeben und wird in Abschn. 2.2.2 nachgewiesen.

2.2.1 Systemtheoretische Erläuterungen zum Frequenzbegriff in Drehsystemen

Mit Hilfe einiger Begriffe aus der Systemtheorie soll im folgenden der bisher nur anschaulich erklärte Frequenzbegriff näher erläutert werden.

Der Spannungs-Raumzeiger, der das Drehspannungssystem repräsentiert, läßt sich in leistungsinvarianter Form mit $a = e^{j2\pi/3}$ unmittelbar aus den Leitergrößen bilden:

$$\underset{\rightarrow}{u}_p(t) = 1/\sqrt{3}\,\left(u_1(t) + a u_2(t) + a^2 u_3(t) \right) . \qquad 2.2.1$$

Faßt man den Raumzeiger ganz allgemein als komplexe Größe eines **stochastischen Prozesses** auf, dann sind Real- und Imaginärteil bzw. Betrag und Phase reelle Prozeßgrößen. Das Drehsystem, das durch die Leitergrößen definiert ist, kann durch die Statistik des Prozesses eindeutig beschrieben werden.

Die Kreisfrequenz ω des Raumzeigers erhält man durch die Differentiation der Phase nach der Zeit

$$\omega = \frac{d\ \mathrm{arc}(\underset{\rightarrow}{u}_p)}{dt} . \qquad 2.2.2a$$

Sie ist ebenfalls eine reelle Prozeßgröße und entspricht der **lokalen momentanen Frequenz** am Meßort.

Die sogenannte Netzfrequenz f_N, die die Frequenz des gesamten Verbundnetzes beschreibt, wird als erstes Moment der lokalen Frequenzgrößen, d.h. als ihr Mittelwert über alle Meßorte i, definiert

$$f_N = m_f(t) = E(f(t)) . \qquad 2.2.2b$$

Bild 2.2 soll die einzelnen Begriffe erläutern. An den Meßstellen in den Orten i innerhalb des Verbundnetzes wird die lokale Frequenz $f(i,t)$ aus dem Spannungsraumzeiger ermittelt. Es ergeben sich i verschiedene Zeitfunktionen, die im Bild 2.2 nach rechts aufgetragen sind. Man kann nun Mittelwerte über alle Orte für eine feste Zeit $(m_f(t_1), m_f(t_2))$ oder an einem festen Ort den Mittelwert über die Zeit (m_{f_1}, m_{f_2}) bilden.

Die Netzfrequenz wird in der allgemeingültigen Definition aus dem Mittelwert über alle Orte berechnet und ist damit eine Funktion der Zeit.

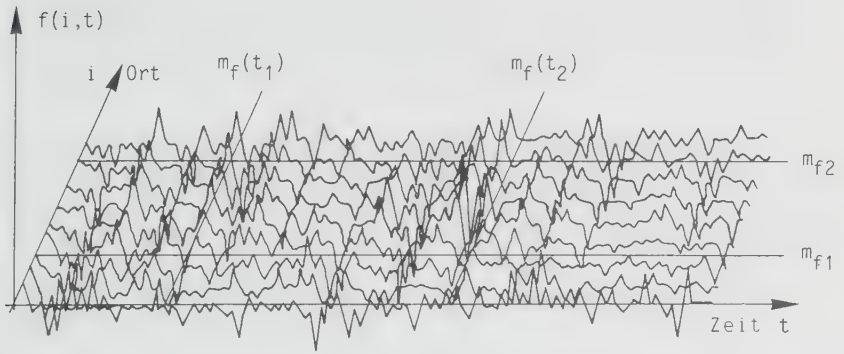


Bild 2.2 Prozeßgrößen und Mittelwerte über alle Orte (quer zum Prozeß) und über die Zeit (längs zum Prozeß)

In der meßtechnischen Praxis ist die Auswertung von Größen, die von weit entfernten Meßstellen stammen, mit viel übertragungstechnischem Aufwand verbunden. Deshalb soll untersucht werden, ob und wann die Mittelwertbildung über alle Orte durch eine Mittelwertbildung über die Zeit an nur einem Ort

ersetzt werden kann. In der Systemtheorie wird dies bei Prozessen erlaubt, die ergodisch sind. Ergodizität im weiteren Sinne bedeutet in diesem Zusammenhang, daß die wesentlichen quer gebildeten Erwartungswerte, wie Mittelwert und Autokorrelationsfunktion, mit den entsprechenden längs gebildeten Mittelwerten übereinstimmen /L23/.

Dies setzt voraus, daß der Prozeß stationär ist, d.h. daß die statistischen Größen des Prozesses von der Zeit unabhängig sind. Für das Netz und den Spannungsraumzeiger ist das im quasistationären Betriebsfall gegeben, weil dann u.a. alle Leistungen und Phasenbeziehungen konstant sind.

Ergodisch ist aber nur die Frequenz als erste Ableitung der Raumzeigerphase, weil die Erwartungswerte des Spannungsbetrages und seiner Phase nicht repräsentativ für das ganze Netz aus einer Meßstelle gewonnen werden können.

Im quasistationären Betriebszustand kann also die Netzfrequenz an einem Meßort durch Mittelung der Meßwerte über der Zeit berechnet werden

$$f_N = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} f_i(t)\, dt \quad . \qquad 2.2.2c$$

Der quasistationäre Betrieb ist im elektrischen Energieversorgungsnetz natürlich nur bedingt gegeben, weil sich durch Schalthandlungen bei Erzeugern und Verbrauchern elektrischer Energie der Lastfluß im Netz ständig ändert. Allerdings sind die Zeitkonstanten dieser Änderungen wesentlich größer, als bei den betrachteten stochastischen Vorgängen. Gegenüber den regellos zufälligen Ereignissen, die in erster Linie ihre Ursache in elektromagnetischen Ausgleichsvorgängen haben, sind die elektromechanischen Änderungen im Netz sehr langsam. Zur Unterdrückung der störenden stochastischen Signalanteile reicht also in der Praxis eine vergleichsweise kurze Integrationszeit.

Dadurch wird der Übergang von der **lokalen Frequenz** am Meßort i zur **Netzfrequenz** des gesamten Verbundnetzes in Abhängigkeit von einer nur kurzen Integrationszeit fließend.

2.2.2 Beweis der Gleichheit von Netzfrequenz und Frequenz der mitlaufenden Grundkomponente im quasistationären Betrieb

Zu Beginn des Abschnitts 2.2 wurde für eine physikalisch sinnvolle Frequenzdefinition gefordert, daß die in ihr festgelegte Frequenz für den Spezialfall des quasistationären Betriebszustandes gleich der Frequenz der positiv sequenten Grundkomponente des Raumzeigers ist. Die Gültigkeit dieser Annahme für die allgemeine Definition Gln 2.2.2 wird im folgenden hergeleitet.

Für die Betrachtung des quasistationären Betriebsfalles kann man die zumindest abschnittsweise Periodizität der Leiterspannungen annehmen, so daß sie als Fourierreihe dargestellt werden können. Der Beweis läßt sich unter dieser Voraussetzung mit der kleinen Einschränkung führen, daß die Fourierreihen der Leiterspannungen

$$u_{1,2,3}(t) = 1/2 \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \underline{\hat{u}}_{\nu 1,2,3}\, e^{j\nu\omega t} \quad , \qquad 2.2.3$$

einen ausgeprägten Koeffizienten besitzen, dessen Betrag größer ist als die Betragssumme aller anderen

$$|\underline{\hat{u}}_{N_{1,2,3}}| > \sum_{\substack{\nu=-\infty \\ \nu \neq N}}^{+\infty} |\underline{\hat{u}}_{\nu_{1,2,3}}| \quad . \qquad 2.2.4$$

Für den Raumzeiger ergibt sich mit diesen Leiterspannungen

$$\underline{u}_{\rightarrow p}(t) = 1/2 \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \hat{\underline{u}}_\nu e^{j\nu\omega t} \quad . \qquad 2.2.5$$

Die Frequenzdefinition nach Gl. 2.2.2b läßt sich mit den Gln. 2.2.2a,c umschreiben zu

$$f_N = \frac{1}{2\pi} E\left(\frac{d}{dt} \operatorname{arc}(\underline{u}_{\rightarrow p}(t)) \right)$$

$$= \frac{1}{2\pi} \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} \frac{d}{dt} \operatorname{arc}(\underline{u}_{\rightarrow p}) \, dt \quad . \qquad 2.2.6$$

Wir erhalten durch Auswertung des Integrals und unter Berücksichtigung der Beziehung

$$\operatorname{arc}(\underline{u}_{\rightarrow p}(T)) = -\operatorname{arc} \underline{u}_{\rightarrow p}(-T)$$

für die Frequenz

$$f_N = \frac{1}{2\pi} \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \operatorname{arc}(\underline{u}_{\rightarrow p}(T)) \quad . \qquad 2.2.7$$

Unter der genannten Voraussetzung für die Fourierkoeffizienten der Leiterspannungen gilt für die Koeffizienten des Raumzeigers

$$\sum_{\substack{\nu=-\infty \\ \nu\neq N}}^{+\infty} |\hat{\underline{u}}_\nu| < \epsilon |\hat{\underline{u}}_N| \quad , \quad \epsilon \leq 1 \quad . \qquad 2.2.8$$

Durch Übergang von den Beträgen auf die komplexen Größen erhält man

$$\epsilon |\hat{\underline{u}}_N \, e^{jN\omega t}| > \left| \sum_{\substack{\nu=-\infty \\ \nu\neq N}}^{\infty} \hat{\underline{u}}_\nu \, e^{j\nu\omega t} \right| \qquad 2.2.9$$

und durch Herausziehen der Komponente N aus der Summe und nach Division mit $e^{jN\omega t}$

$$\epsilon|\hat{\underline{u}}_N| > \left| \frac{\sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \hat{\underline{u}}_\nu \, e^{j\nu\omega t}}{e^{jN\omega t}} - |\hat{\underline{u}}_N| \right| \quad . \qquad 2.2.10$$

Der Quotient innerhalb der Betragsstriche wird als komplexer Zeiger $\underline{z}(t)$ definiert. Dieser Zeiger liegt, wie in Bild 2.3 dargestellt, in der komplexen Zahlenebene innerhalb eines Kreises mit dem Radius $\epsilon|\hat{\underline{u}}_N|$ und dem Mittelpunkt $(|\hat{\underline{u}}_N|, j0)$. Für die Phase des Zeigers $\underline{z}(t)$ gilt:

$$|\arc(\underline{z})| = |\arc(\underline{u}_p(t)) - N\omega t| \leq \arcsin(\epsilon) \leq \pi/2 \qquad 2.2.11$$

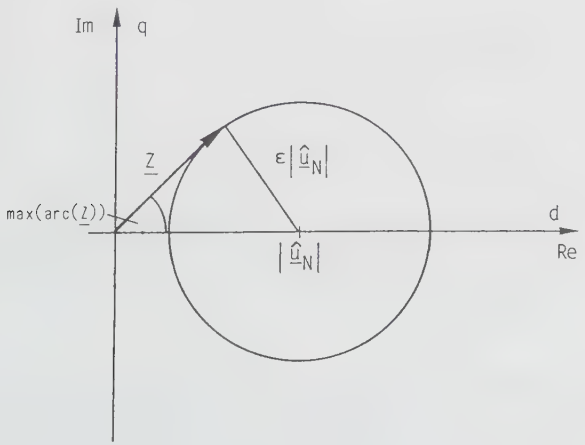


Bild 2.3: Erläuterung der Beziehung $\epsilon|\hat{\underline{u}}_N| > \left| \underline{z}(t) - |\hat{\underline{u}}_N| \right|$
In Anlehnung an DIN 13321 wird die reelle Achse als d-Achse, die imaginäre Achse als q-Achse bezeichnet.

Der Zeiger $\underline{z}(t)$ entspricht also dem mit $N\omega$ demodulierten Raumzeiger. In DIN 13321 wird dieser durch Koordinatentransformation mit $e^{-jN\omega t}$ aus $\underrightarrow{u}_p$ gewonnene "ruhende" Raumzeiger mit $\underrightarrow{u}_s$ bezeichnet. Setzt man für t die Integrationsgrenze T ein, ergibt sich

$$|\arc(\underrightarrow{u}_p(T)) - N\omega T| \leq \arcsin(\epsilon) \quad . \qquad 2.2.12$$

Im folgenden soll nur der erste Quadrant betrachtet werden; die Betragsstriche können deshalb entfallen.

Eine weitere Abschätzung

$$\delta < \arcsin(\epsilon) \qquad 2.2.13$$

eingesetzt in Gl. 2.2.12 erlaubt die Umformung von Gl. 2.2.7 zu

$$f_N = \frac{1}{2\pi} \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} (N\omega T + \delta)$$

$$= N\omega/2\pi + \lim_{T\to\infty} \delta/2\pi T = Nf = \boldsymbol{f_N} \quad . \qquad 2.2.14$$

Der Frequenzanteil des Spannungsraumzeigerspektrums, dessen Amplitude größer ist als die Summe aller anderen Amplituden, entspricht also nach der Definition 2.2.2 im quasistationären Zustand der Netzfrequenz.

Der Nachweis dieser Behauptung wird durch die Transformation des Raumzeigers mit der Frequenz der größten Amplitude erbracht. Bleibt dieser "ruhende" Raumzeiger in der rechten Halbebene des d,q-Koordinatensystems, sind die Voraussetzungen der Definition erfüllt und man kann die Transformationsfrequenz als Netzfrequenz betrachten.

Da die mitlaufende Grundkomponente im ungestörten Netzbetrieb die mit Abstand größte Amplitude besitzt, entspricht ihre Phasengeschwindigkeit der mittleren Phasengeschwindigkeit des Raumzeigers und damit der Netzfrequenz.

In einphasigen Netzen ist das Betragsspektrum des Spannungsraumzeigers gerade, weil das Signal rein reell ist. Die vorgestellte Frequenzdefinition kann trotzdem verwendet werden, wenn man nur die positiven Spektralanteile verwendet.

3. Frequenzmeßverfahren

3.0 Übersicht über bestehende Frequenzmeßverfahren

Bisher in der Literatur beschriebene Frequenzmeßverfahren arbeiten nach verschiedenen Prinzipien. Die meisten zählen Impulse aus, die entweder direkt aus den Nulldurchgängen eines einphasigen Spannungssignals oder aus einem Phasenregelkreis gewonnen werden. Nur zwei Verfahren /A27, A40/ nutzen über einen Raumzeiger die Information, die alle drei Außenleiterspannungen über die Geschwindigkeit des Drehfeldes zur Verfügung stellen.

Die einfachste Methode, die in /A1,A6,A24,A35/ beschrieben ist und sich stark an der Frequenzdefinition nach DIN 1311 orientiert, mißt die Periodendauer zwischen den Nulldurchgängen des Meßsignals. /A35/ erweitert das Verfahren so, daß das Meßsignal in einem Tiefpaß gefiltert, danach in ein Rechtecksignal gewandelt und mit einem Frequenzteiler in ein Signal mit der fünffachen Periodendauer mit dem Tastverhältnis 1:4 umgesetzt wird. Die Impulspause, die viermal so lang ist, wie die zu messende Periodendauer, wird mit einer Quarzoszillator-Frequenz verglichen und ausgezählt. Ein Digital-Analog-Umsetzer, der über eine Anpassung der Referenzspannung den nichtlinearen Zusammenhang zwischen der gemessenen Periodendauer und dem ausgegebenen Frequenzwert kompensiert, wandelt den Zählerstand in ein analoges Strom- oder Spannungssignal. Aufgrund der begrenzten Zählerkapazität ist die untere meßbare Frequenz 46,2 Hz und die obere 52 Hz. Die Genauigkeit wird vom Hersteller mit 10 mHz, die Dynamik mit der Einschwingzeit $t_{99,5}$= 300 ms angegeben.

Ein anderes Verfahren desselben Herstellers erzeugt direkt ein frequenzproportionales Signal /A36/. Die Frequenz des tiefpaßgefilterten Eingangssignal wird in einem Phasenregelkreis um den Faktor 10000 vervielfacht und während 100 ms ausgezählt. Die Auflösung des Ausgangssignals, das demnach alle 0,1 s zur Verfügung steht, beträgt 1 mHz, die maximale Genauigkeit ± 2 mHz.

Nach dem gleichen Prinzip arbeitet das in /A37/ beschriebene Meßgerät. Es ist nur dahingehend erweitert, daß nach Bild 3.01 zwei Zähler abwechselnd die vervielfachte Netzfrequenz auswerten. Gegenüber der Periodendauermessung sollen Nulldurchgangsverzerrungen und Phasenverschiebungen nicht zur Fehlerkennung der Frequenz führen. Die Dynamik ist bei diesem Verfahren durch die Einschwingzeit des Phasenregelkreis und vor allem durch die Totzeit während des Zählens begrenzt.

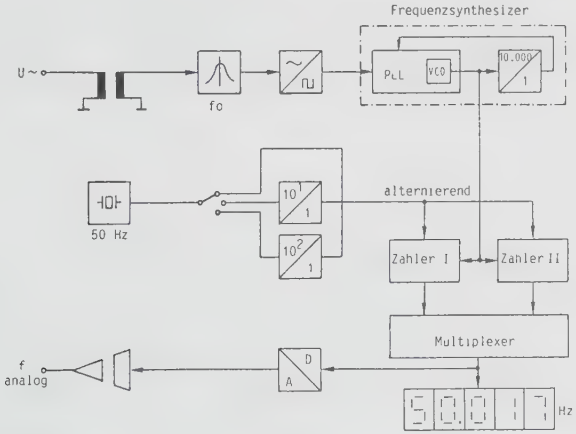


Bild 3.01 Frequenzmessung mit Phasenregelkreis /A37/

Nguyen und Srinivasan stellen in /A38/ ein Verfahren vor, das die Meßspannung abtastet, als sinusförmig periodisch annimmt, stückweise linearisiert und über Verhältnisbildung von Abtastwerten die Periodendauer bestimmt. Um die im Ansatz beinhalteten und durch Oberschwingungen und stochastische Signalverformungen verursachten Fehler auszugleichen, wird ein gewichtete Mittelwert gebildet. Zwar ist die Dynamik gegenüber den vorher beschriebenen Periodendauermeßverfahren verbessert, genaue Angaben darüber finden sich aber nicht. Außerdem erscheint die stückweise Linearisierung einer Sinusfunktion doch eine zu grobe Näherung, um Grundlage eines sehr genauen Meßverfahrens zu sein.

In /A39/ beschreiben Sachdev und Giray eine Methode, die über das kleinste Fehlerquadrat Amplitude und Frequenz der Sinusgrundschwingung des abgetasteten Meßsignals berechnet. Dazu werden in einem Zeitpunkt die Sinus- und die Cosinusfunktion nach Taylor mit wenigen Termen entwickelt und über ein Datenfenster in jedem Abtastpunkt eine Gleichung aufgestellt. Das sich ergebende überbestimmte Gleichungssystem wird mit Hilfe der kleinsten Fehlerquadrate gelöst. Das Verfahren basiert auf der Annahme, daß Frequenz und Amplitude sich während einer Periode nicht ändern und demnach während Fehlern im Netz nicht gemessen werden kann. Als wichtigste Quellen für Meßfehler bezeichnen die Verfasser Rauschen im abgetasteten Signal und der Abbruch der Taylorentwicklung nach wenigen Gliedern im Algorithmus.

Die Berechnung der Frequenz aus einem komplexen Raumzeiger statt aus einer einphasigen Größe schlagen Koch und Phadke getrennt vor. Koch schreibt zur Bestimmung der Augenblicksfrequenz bei stromrichtergespeisten Maschinen, daß der Flußraumzeiger einer Maschine als Integral eines Spannungsraumzeigers stetig ist und damit selbst bei unstetigen Spannungszeitverläufen stets eindeutige Angaben der Augenblickskreisfrequenz und Winkellage gewährleistet /A40/. Da er die Drehzahl ohne Filterung aus der Ableitung des Flußraumzeigerphasenwinkels gewinnt, springt sie entsprechend dem Klemmenspannungsverlauf. Das Signal ist zwar hochdynamisch, hat aber, da es völlig trägheitslos ist, mit der mechanischen Drehzahl der Maschine wenig Verwandtschaft.

Phadke, Thorp und Adamiak berechnen in /A27/ ebenfalls dreiphasig den ruhenden Spannungsraumzeiger. Sie benutzen einen rekursiven Algorithmus, der einer Digitalen Fourier Transfor-

mation für die Grundkomponente entspricht. Da die Abtastfrequenz f_a = 720 Hz[1] fest bleibt, wird der rotierende Raumzeiger mit konstanter Winkelgeschwindigkeit zurückgedreht. Die Netzfrequenzabweichung wird aus der Differenz der Phasenwinkel des ruhenden Raumzeigers zwischen zwei Abtastwerten bestimmt. Bei geringen Frequenzabweichungen kann eine relativ lange Zeit verstreichen, bis die Phasendifferenz groß genug ist, um eine zuverlässige Aussage über die bestehende Frequenzabweichung im Netz zu treffen. Das Verfahren ist deshalb in seiner Dynamik eingeschränkt und dämpft wegen der relativ geringen Filterwirkung der DFT Oberschwingungen nur wenig.

Zusammenfassend kann man feststellen, daß die meisten bestehenden Verfahren nicht geeignet sind, schnellen Frequenzänderungen im Netz dynamisch zu folgen. Sie werten bis auf Ausnahmen nur eins der drei zur Verfügung stehenden Spannungssignale im Netz aus und sind gegenüber Oberschwingungen und stochastischen Signalverformungen bzw. Phasensprüngen im Netz nach Schalthandlungen empfindlich. Zum Teil greifen die Autoren schon im Ansatz der Verfahren auf Näherungen zurück, die die mögliche Genauigkeit insbesondere bei Abweichungen von der Nennfrequenz von vornherein einschränken.

---

[1]Es werden im amerikanischen Netz mit Nennfrequenz 60 Hz pro Periode 12 Abtastwerte genommen.

3.1 Meßprinzip des Raumzeigerfrequenzmeßgeräts

In Anlehnung an den Beweis aus Abschnitt 2.2 wird ein Frequenzmeßverfahren vorgeschlagen, das die Netzfrequenz aus dem Raumzeiger des Drehspannungssystems gewinnt. Das Prinzip ist verwandt mit Phasenregelkreisen (PLL) und den mathematischen Grundlagen der Digitalen Fourier Transformation und komplexen Kreuzkorrelation.

In Abschnitt 2 wurde gezeigt, daß die Transformationsfrequenz gleich der Netzfrequenz ist, wenn der transformierte Raumzeiger im zeitlichen Mittel ruht.

In der Realisierung eines Frequenzmeßgerätes führt diese Erkenntnis zu einem Phasenregelkreis für den ruhenden Raumzeiger. Stellgröße des Phasenreglers ist die Transformationsfrequenz $\dot{\xi}$, Regelgröße die gefilterte Phase $\bar{\delta}$ des Zeigers.

Die Transformationsfrequenz $\dot{\xi}$ wird nach Bild 3.1 über einen Integrator einem nichtlinearen Block zugeführt, der die Koordinatentransformation von Polarkoordinaten in kartesische Koordinaten vornimmt. Eine Multiplikation mit dem sich ergebenden Drehoperator $e^{-j\xi}$ transformiert den rotierenden Raumzeiger $\underrightarrow{u}_p$ in den ruhenden Raumzeiger $\underrightarrow{u}_s$. Er wird anschließend im komplexen Mittelwertbildner geglättet. Die gefilterte Phase erhält der Regler als Regelgröße. Der Sollwert der Phase ist willkürlich auf null festgelegt. Soll- und Istwert der Phase werden addiert, weil die Bildung des Drehoperators das negative Vorzeichen berücksichtigt.

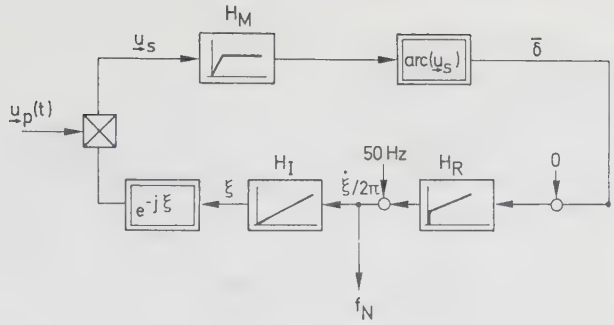


Bild 3.1 Phasenregelkreis des Spannungsraumzeigers $\underline{u}_s$

In dieser einfachen Form des Phasenregelkreises stimmt die Transformationsfrequenz mit der Netzfrequenz nur im stationären Zustand überein. Frequenzmeßwerte bei transienten Vorgängen werden vom Einschwingverhalten des geschlossenen Kreises beeinflußt.

Die Ergänzung der Meßschaltung um wenige Übertragungsblöcke macht sie näherungsweise unabhängig von Einschwingvorgängen.

In Polarkoordinaten betrachtet ist die Demodulation eine einfache Subtraktion von Phasenwinkeln

$$\text{arc}(\underline{u}_p(t)) - \xi = \text{arc}(\underline{u}_s) \quad . \tag{3.1.1}$$

Der Phasenwinkel der mitlaufenden Grundkomponente berechnet sich demnach durch Addition von Transformationswinkel und gefiltertem Differenzwinkel $\bar{\delta} = \text{arc}(\overline{\underline{u}_s})$.

$$\text{arc}(\underline{u}_p) = \xi + \bar{\delta} \tag{3.1.2}$$

Die Netzfrequenz folgt dann aus

$$2\pi f_N^* = \frac{d}{dt}\,\mathrm{arc}(\underline{u}_p) = \dot{\xi} + \dot{\bar{\delta}} \quad . \qquad 3.1.3$$

Die Meßschaltung wird nach Bild 3.2 also durch einen Differenzierer und ein Totzeitglied zur Anpassung der Gruppenlaufzeiten der Signale ergänzt.

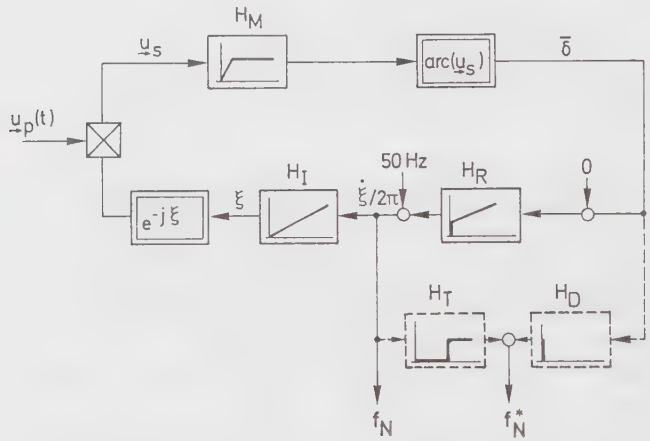


Bild 3.2 Erweiterte Meßschaltung zur Bestimmung der Netzfrequenz f_N

Die Transformationsfrequenz $\dot{\xi}$ muß in dem Totzeitglied genauso stark verzögert werden wie der Phasenwinkel von $\underline{u}_s$ im Mittelwertbildner, damit nicht Meßfehler durch unterschiedliche Phasenverschiebungen auftreten.

Natürlich ist die Meßschaltung auch in dieser Form nicht trägheitslos. Sie könnte sonst keinen Filtereffekt erzielen. Das erzeugte Frequenzsignal hängt aber nicht vom Übertragungsverhalten des Regelkreises ab, da sein Einschwingen nur noch der Mittelwertbildner bestimmt.

3.2 Übertragungsfunktionen

Die nichtlinearen und nichtrekursiven Übertragungsglieder sowie das Totzeitglied sind wesentliche Elemente der Meßschaltung in der zuletzt gewählten Struktur. Sie verlangen eine digitale Verarbeitung der Meßgrößen, weil die geforderten Übertragungsfunktionen analog nicht realisiert werden können. Im folgenden ist eine bandbegrenzte Abtastung des Raumzeigers $\underrightarrow{u}_p(t)$ vorausgesetzt. Übertragungsfunktionen werden - wie in der Digitalen Signalverarbeitung üblich - abhängig von z und Algorithmen als Differenzengleichungen geschrieben.

3.2.1 Mittelwertbildner

Da der Mittelwertbildner die Eigenschaften der Meßschaltung entscheidend beeinflußt, ist seine Übertragungsfunktion sorgfältig zu wählen und an die gestellte Meßaufgabe und die Gegebenheiten im Netz gut anzupassen.

Das Spektrum des quasistationären Drehspannungssystems wird geprägt durch harmonische Oberschwingungen überwiegend ungerader Ordnungszahlen. Wie komponentenweise Messungen ergaben /A28/, können sie in der Amplitude durchaus 5% der Grundschwingungsamplitude erreichen. Rauschen und nichtharmonische Oberschwingungen spielen, selbst wenn sie vorhanden sind, in Versorgungsnetzen eine untergeordnete Rolle.

Durch die Modulation des rotierenden Raumzeigers verschiebt sich sein Spektrum um die Modulationsfrequenz, die im eingeschwungenen Zustand gleich der Netzfrequenz ist. Die harmonischen Oberschwingungen werden dadurch in ihrer Ordnung erniedrigt. Um den im Mittel ruhenden Zeiger $\underrightarrow{u}_s$ von ihnen zu befreien, wird ein nichtrekursiver Mittelwertbildner verwendet, dessen Nullstellen im Übertragungsfrequenzgang leicht mit den Frequenzen der harmonischen Oberschwingungen zur Deckung gebracht werden können.

Die Übertragungsfunktion des Mittelwertbildners lautet

$$H_M(z) = (z^N-1) \;/\; (Nz^{N-1}(z-1)) \quad . \qquad 3.2.1$$

Als Differenzengleichung hat der Algorithmus die Form

$$y(k) = 1/N \sum_{\upsilon=0}^{N-1} x(k-\upsilon)$$

$$= 1/N \; (Ny(k-1) + x(k) - x(k-N)) \quad . \qquad 3.2.2$$

Die Nullstellen im Betragsfrequenzgang hängen von der Abtastfrequenz f_a und der Ordnung N des Mittelwertbildners ab

$$H_M(j\omega) = 0 \text{ für } f = \upsilon f_a/N \;,\; \upsilon = 1,2,... \quad . \qquad 3.2.3$$

Die Filterwirkung verbessert sich wesentlich, wenn man mehrere Mittelwertbildner mit leicht verschobenen Nullstellen in Reihe schaltet. Damit wird der Bereich erweitert, in dem die Mittelwertbildner die Oberschwingungen vollständig wegfiltern. Eine solche Filtergruppe behält ihr angepaßtes Übertragungsverhalten auch dann, wenn die Netzfrequenz und damit die Oberschwingungsfrequenzen von ihren Nennwerten abweichen. Ein Nachführen der Abtastfrequenz ist nicht erforderlich.

Für die vorliegende Struktur werden vier Mittelwertbildner gewählt (Bild 3.3), die sich in zwei Gruppen aufteilen:
Drei Mittelwertbildner mit den Ordnungen N,N+1 und N-1, die den komplexen Zeiger $\underline{u}_s$ filtern, ein Mittelwertbildner mit der Ordnung N+2, der den Phasenwinkel nach der Argumentbildung glättet.

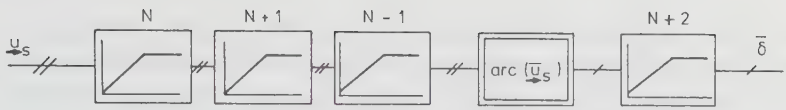


Bild 3.3 Oberschwingungsfilter im Phasenregelkreis

Die Grundordnung N ergibt sich aus $N = f_a/f_{01}$, wobei f_a die Abtastfrequenz und f_{01} der Frequenzwert der ersten Oberschwingung ist, die vollständig weggefiltert werden soll.

Bild 3.4 zeigt die Dämpfung einer Filtergruppe von vier Mittelwertbildnern mit den Ordnungen N = 31, 32, 33 und 34. Die Abtastfrequenz beträgt f_a = 3200 Hz, und die erste Nullstelle liegt bei f_{01} = 100 Hz.

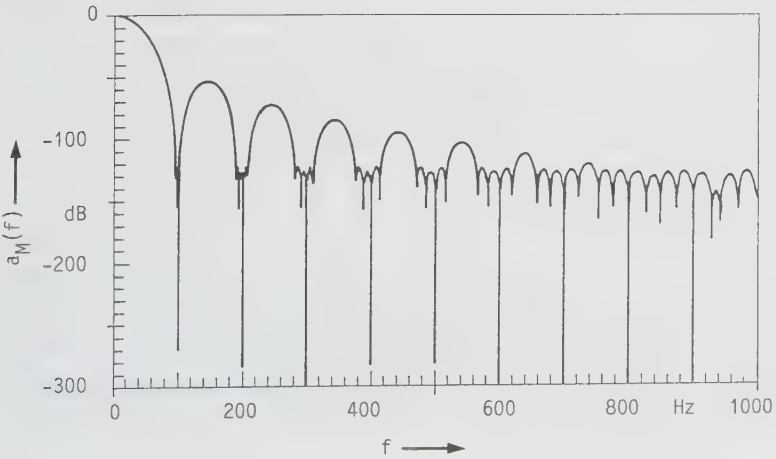


Bild 3.4 Dämpfung der vier in Reihe geschalteten Mittelwertbildner der Ordnung 31, 32, 33, 34; f_a = 3200 Hz

Die Betragsübertragungsfunktion ist symmetrisch zu $f_a/2$ bzw. zu Null. Das bedeutet, daß durch die Verschiebung des Spektrums um die Grundfrequenz nach links die erste Nullstelle der Übertragungsfunktion sowohl die dritte mitlaufende Oberschwingung als auch die gegenlaufende Grundkomponente von $\underline{u}_p$ wegfiltert. Sie dämpft also auch eine mögliche Unsymmetrie und ist deshalb für den Meßbetrieb in einphasigen Netzen von besonderer Bedeutung.

Wegen des linearen Phasenganges der Mittelwertbildner ist die Gruppenlaufzeit konstant und unabhängig von der Frequenz der Signale. Sie beschreibt die zeitliche Verzögerung der Signale in den Filtern. Eine konstante Gruppenlaufzeit im Mittelwertbildner ist besonders wichtig, weil dieselbe Laufzeit für ein anderes Signalspektrum im Totzeitglied nach Bild 3.1 realisiert werden muß, das $\dot{\xi}$ verzögert.

Der mathematische Aufwand zur Berechnung der Differenzengleichungen 3.2.2 ist für einen Rechner gering: neben drei Additionen nur eine Division. Dies resultiert aus der gleichen Gewichtung aller verwendeten Abtastwerte. Die Filterkoeffizienten der Mittelwertbildner sind alle eins.

Natürlich läßt sich die Dämpfung zwischen den Nullstellen der Betragsübertragungsfunktionen verbessern, wenn man mit speziellen Programmen zum Entwurf nichtrekursiver Filter optimale Filterkoeffizienten sucht. Doch dann würde sich der Aufwand zur Berechnung der Differenzengleichung potenzieren, was angesichts der guten, für den Anwendungsfall völlig ausreichenden Filterwirkung der einfachen Übertragungsfunktionen nicht angemessen erscheint.

Die Ordnung des vierten Mittelwertbildners wurde zu N+2 gewählt, weil besonders der kritische Fall der zu geringen Frequenz genau gemessen werden soll. Die Nullstellen der vierten Übertragungsfunktion liegen bei $f_{0\upsilon} = \upsilon f_a/(N+2) = \upsilon 94{,}1$ Hz. Die Netzfrequenz darf also bis auf 47 Hz absinken, ohne daß das erzeugte Frequenzsignal von harmonischen Oberschwingungen ungerader Ordnung gestört wird.

3.2.2 Phasenberechnung

Zwischen den Filtergruppen befindet sich nach Bild 3.3 der nichtlineare Block zur Phasenberechnung des gefilterten, "ruhenden" Zeigers $\underline{\bar{u}}_{s}$. Er vollzieht den zur Phasenregelung notwendigen Übergang vom kartesischen Koordinatensystem zum Polarkoordinatensystem. Aus den verschiedenen Möglichkeiten der Phasenberechnung wird im Mikrorechner der Weg über den Arcustangens gewählt, der unter Ausnutzung aller Symmetrien für den ersten Oktanden in der Reihe

$$\delta = \arctan \frac{a}{b} = \frac{a}{b} - \frac{c}{3} \left(\frac{a}{b}\right)^3$$

entwickelt wird. Der Korrekturfaktor c ist 0,69 und gewährleistet einen stetigen Verlauf des Phasenwinkels über die acht Symmetrieachsen hinaus. Eine Reihenentwicklung höheren Grades wird dadurch unnötig.

Zur Rechenzeitersparnis kann zur Phasenberechnung im Mikrorechnern auch der CORDIC-Algorithmus verwendet werden, der z.B. in /L26/ erläutert ist.

3.2.3 Differenzierung

Zur Berechnung der Differenz zwischen Netz- und Transformationsfrequenz wird die Raumzeigerphase differenziert. Der aus dem vielfältigen Angebot ausgesuchte Algorithmus liefert bei geringem mathematischen Aufwand relativ genaue Ergebnisse. Er berechnet den mittleren Differenzenquotient aus drei Abtastwerten.

Die Differenzengleichung heißt

$$y(k) = - x(k+1) + 4x(k) - 3x(k-1) \quad . \qquad 3.2.6$$

Diese Beziehung ist wegen des Ausdrucks in k+1 natürlich nicht kausal und muß deshalb um einen Abtastwert verschoben werden.

Die Übertragungsfunktion lautet

$$H_D(z) = (-z^2 + 4z - 3) / z^2 \quad . \qquad 3.2.7$$

3.2.4 Integration

Die Stellgröße des Phasenreglers plus 50 Hz ist die Transformationsfrequenz. Sie wird über die Zeit integriert, um mit dem resultierenden Transformationswinkel den Zeiger zur Demodulation des Raumzeigers zu gewinnen. Die Trapezregel eignet sich hierfür gut, weil ihr mathematischer Aufwand gering und die Genauigkeit ausreichend ist.

Die Differenzengleichung lautet

$$y(k) = y(k-1) + (x(k) + x(k-1)) / 2 \quad , \qquad 3.2.8$$

die Übertragungsfunktion

$$H_I(z) = \frac{z + 1}{2 (z - 1)} \quad . \qquad 3.2.9$$

Die Übertragungsfunktion hat außer für $f = 0$ Hz keine Pole. Das bedeutet , daß die Trapezregel außer für den trivialen Fall von Gleicheingangsgrößen absolut stabil ist.

3.2.5 Phasenregelung

Vernachlässigt man in Bild 3.2 die nichtlinearen Blöcke zur Koordinatentransformation, die sich in ihrer Wirkung grundsätzlich aufheben, stellt sich die offene Regelstrecke des Phasenregelkreises als Reihenschaltung eines Integrators und einer Verzögerung höherer Ordnung dar. Für analoge Strecken dieser Art und PI-Regler ist das Entwurfsverfahren des sogenannten "symmetrischen Optimums" bekannt /L17/. Voraussetzungen dafür sind, daß die Ordnung der Verzögerungsstrecke mit eins angenähert werden kann und die Zeitkonstanten von Integrator und Verzögerung weit genug auseinander liegen.

Da der Frequenzabstand zwischen Abtastfrequenz und Netzfrequenz im Regelkreis sehr groß ist, kann dieses analoge Entwurfsverfahren hier angewendet werden. Die Ergebnisse für Reglerverstärkung und Zeitkonstante lassen sich mit der bilinearen Transformation oder anderen Transformationsarten vom p- in den z-Bereich übertragen.

Entwurfsparameter ist die Dämpfung des Regelkreises. Sie wird geeignet klein gewählt, damit die Regelabweichung der Phase bei Änderungen der Netzfrequenz gering bleibt.

3.2.6 Laufzeit

Wie in 3.2.1 erläutert wird der demodulierte Zeiger $\underline{u}_s$ bzw. seine Phase in vier Mittelwertbildnern von Oberschwingungen befreit und dabei phasenverschoben. Da die Mittelwertbildner linearphasig sind, ist die Gruppenlaufzeit konstant.
Sie kann berechnet werden zu

$$\tau_M = \frac{1}{2f_a} \left(N + N+1 + N-1 + N-2 \right) = \\ = \left(2N - 1 \right) / f_a \quad . \qquad 3.2.10$$

Die Gruppenlaufzeit des Differenzierers beträgt näherungsweise

$$\tau_D = 1/f_a \quad . \qquad 3.2.11$$

Damit $\dot{\xi}$ und $\dot{\bar{\delta}}$ nicht phasenverschoben addiert werden, muß $\dot{\xi}$ in einem Laufzeitglied verzögert werden, was sich digital einfach realisieren läßt.

Die Differenzengleichung lautet

$$y(k) = x(k - M) \qquad \text{mit } M = (2N-1) + 1 \ ,$$

die Übertragungsfunktion hat die Form

$$H_T(z) = z^{-M} \quad . \qquad 3.2.12$$

3.2.7 Übertragungsfunktionen des geschlossenen Kreises

Aus den Ergebnissen der vorstehenden Abschnitte folgt die Übertragungsfunktion, die zwischen dem Frequenzmeßwert f_N und der Raumzeigerphase $\arc(\underrightarrow{u}_p)$ steht.

Zwei Beziehungen lassen sich aus Bild 3.2 herleiten:

$$Z\{\arc(\underrightarrow{u}_p)\} = Z\{\xi\} + Z\{\bar{\delta}\}/H_M(z) \qquad 3.2.13$$

$$Z\{2\pi f_N\} = H_D(z)Z\{\bar{\delta}\} + H_T(z)Z\{\xi\}/H_I(z) \quad . \qquad 3.2.14$$

Sie vernachlässigen die nichtlinearen Übertragungsblöcke, weil der Arbeitspunkt des Phasenregelkreises in ihrem linearen Bereich bei $\bar{\delta} = 0$ liegt.

Aus 3.2.13f ergibt sich:

$$Z\{2\pi f_N\} = H_D(z)H_M(z)(Z\{\arc(\underline{u}_p)\} - Z\{\xi\}) + H_T(z)Z\{\xi\}/H_I(z)$$

$$= H_D(z)H_M(z)Z\{\arc(\underline{u}_p)\} + [H_T(z)/H_I(z) - H_D(z)H_M(z)]\, Z\{\xi\} \quad . \qquad 3.2.15$$

Nimmt man an, daß der Nutzfrequenzbereich innerhalb des Regelkreises nur wenige Hertz beträgt, der z.B. von Pendelungen beansprucht wird, kann man in erster Näherung ansetzen, daß die Übertragungsfunktionen des Integrierers und Differenzierers invers zueinander und die des Laufzeitgliedes und die des Mittelwertbildners gleich sind. Damit wird der Ausdruck in eckigen Klammern zu Null. Weil die Übertragungsfunktion des Differenzierers in dem nach dem Mittelwertbildner vorliegenden niedrigen Frequenzbereich fast dem idealen Vorbild entspricht, bestätigt sich die Aussage, daß das Übertragungsverhalten der Meßschaltung in erster Linie vom Mittelwertbildner abhängt.

In den Bildern 3.5 und 3.6 sind mit den Betragsübertragungsfunktionen die Frequenzgänge des geschlossenen Phasenregelkreises zu sehen. Sie wurden bei der Simulation der Meßschaltung auf einem Großrechner durch sogenanntes Wobbeln ermittelt. Bild 3.6 zeigt den Frequenzgang einer ergänzten Schaltung, wie sie in Abschnitt 3.4.1 vorgestellt wird.

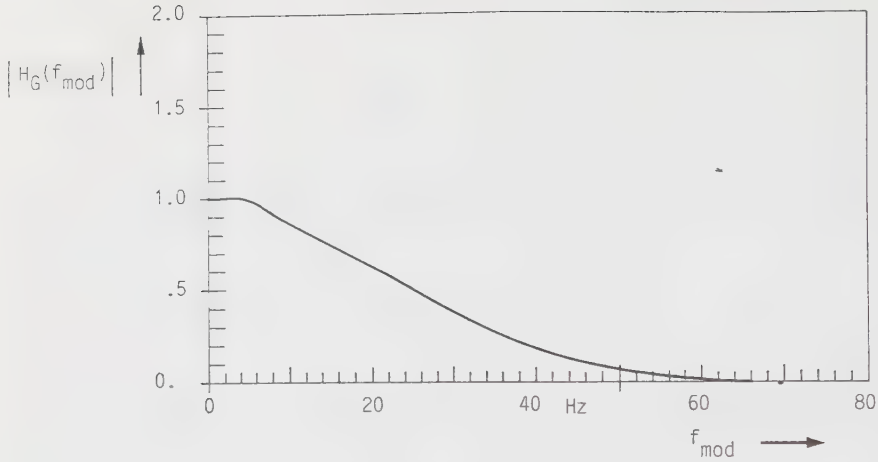


Bild 3.5: Frequenzgang des geschlossenen Regelkreises für frequenzmodulierte Eingangssignale

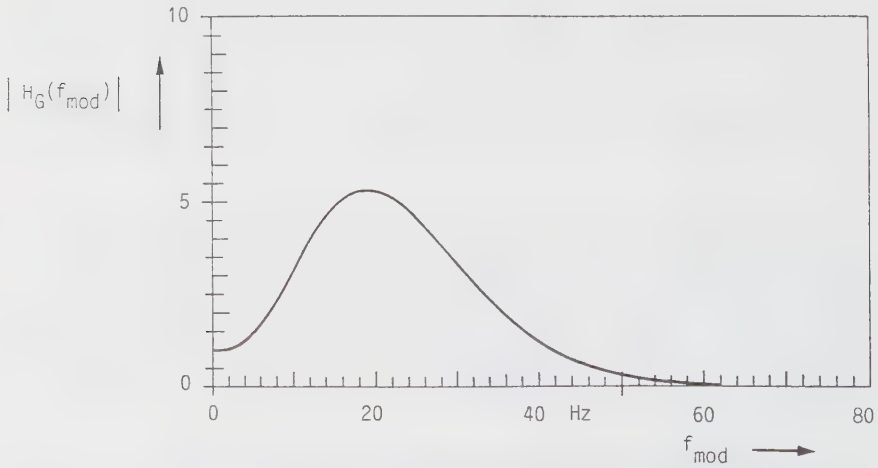


Bild 3.6 Frequenzgang des geschlossenen Regelkreises mit nachgeschaltetem Extrapolator für frequenzmodulierte Eingangssignale

3.3 Einphasige Messung

Daß sich das Meßprinzip auch zur Frequenzmessung in einphasigen oder fehlerbehafteten mehrphasigen Systemen eignet, soll anhand folgender Überlegungen veranschaulicht werden.

Für einphasige Systeme bleibt von Glg. 2.2.1

$$\underline{u}_{\rightarrow p}(t) = 1/\sqrt{3}\ \ u_1(t) \quad . \qquad 3.3.1$$

Im quasistationären Betrieb läßt sich der zugehörige Raumzeiger als Fourierreihe schreiben

$$\underline{u}_{\rightarrow p}(t) = 1/2 \sum_{\nu=1}^{\infty} \hat{\underline{u}}_\nu e^{j\nu\omega t} + \hat{\underline{u}}^*_\nu e^{-j\nu\omega t} \quad , \qquad 3.3.2$$

deren Koeffizienten im Gegensatz zum dreiphasigen Fall nach Glg. 2.2.5 für positive und negative Frequenzen betragsmäßig gleich sind, weil der Raumzeiger eine reelle Größe ist. Reelle Signale haben grundsätzlich ein gerades, d. h. ein zur Ordinate achsensymmetrisches Spektrum. Im Unterschied zu mehrphasigen sind in einphasigen Systemen mit- und gegenlaufende Komponenten gleich groß, weil die gegenlaufenden Komponenten der anderen Phasen fehlen.[1]

Unter der Annahme nur harmonischer Oberschwingungen im quasistationären Betrieb ist ω die Grundkreisfrequenz.

---

[1] Im Elektromaschinenbau wird die Entstehung des Drehfeldes ähnlich erläutert (z.B. /L7/). Die mit- und gegenlaufenden Komponenten der Strombeläge jedes einzelnen Wicklungsstranges überlagern sich durch die räumliche Verschiebung der Wicklungsachsen so, daß nur die mitlaufende Komponente übrigbleibt und die gegenlaufenden Komponenten sich zu Null addieren. Der räumliche Versatz der Wicklungen in einer Drehfeldmaschine wird bei der Bildung des Raumzeigers durch die Multiplikation der Leitergrößen 2 und 3 mit a bzw. a^2 ($a=\exp j2\pi/3$) nachgebildet.

Der ruhende Raumzeiger $\underline{u}_{\rightarrow s}$ ergibt sich durch Demodulation mit ω zu

$$2\underline{u}_{\rightarrow s}(t) = \sum_{\nu=1}^{\infty} (\hat{\underline{u}}_\nu e^{j\nu\omega t} + \hat{\underline{u}}_\nu^* e^{-j\nu\omega t}) e^{-j\omega t} \qquad 3.3.3$$

$$= \hat{\underline{u}}_1 + \hat{\underline{u}}_1^* e^{-j2\omega t} + \sum_{\nu=2}^{\infty} \hat{\underline{u}}_\nu e^{j(\nu-1)\omega t} + \hat{\underline{u}}_\nu^* e^{-j(\nu+1)\omega t}) \quad .$$

Sind nur harmonische Oberschwingungen ungerader Ordnung vorhanden, wird $\nu = 2\mu - 1$ ($\mu = 1,2,\ldots$) und der Klammerausdruck im Argument der e-Funktionen, d.h. die Ordnung der transformierten Oberschwingungen, gerade. Der nach Bild 3.1 nachgeschaltete Mittelwertbildner dämpft diese Oberschwingungsfrequenzen und auch die mit doppelter Grundfrequenz umlaufende Unsymmetrie sehr stark, weil sie in den Bereich der Nullstellen seiner Übertragungsfunktion nach Bild 3.4 fallen. Sind nur ungerade harmonische Oberschwingungen vorhanden, steht der ruhende Zeiger $\underline{u}_{\rightarrow s}$ nach der Filterung praktisch still, so daß er als Regelgröße für den Phasenregelkreis nach Bild 3.2 benutzt werden kann. Die Stellgröße des Reglers, der geringe Schwebungen zwischen Netzfrequenz und Demodulationsfrequenz ausregelt, kann also - für dynamische Vorgänge durch die Ableitung des Winkels ergänzt - auch in einphasigen Netzen oder in Fehlerfällen, die eine starke Unsymmetrie zur Folge haben, als Maß für die Netzfrequenz genommen werden.

Der Phasenregelkreis weist vom Ergebnis her eine gewisse Verwandtschaft zur Hilbert-Transformation /L21/ auf, weil er das negative Spektrum zumindest in den interessierenden Bereichen punktuell unterdrückt und somit die Messung in einphasigen Netzen ermöglicht.

3.4 Dynamische Anpassung des Meßgeräts

3.4.1 Extrapolation

In Abschnitt 3.2 zeigt sich, daß durch die Filtereigenschaften der Meßeinrichtung die gemessenen Frequenzwerte gegenüber den wahren Werten verzögert werden. Bei linearem Zuwachs der Frequenz im Netz ist der Anstiegsfehler gleich der Gruppenlaufzeit des geschlossenen Phasenregelkreises, die in erster Linie vom Mittelwertbildner mit $\tau_M = 20$ ms bestimmt wird.

Um diese Verzögerung der Meßwerte auszugleichen, bietet sich eine Extrapolation an. Sie muß die Phasenverschiebung korrigieren, soll aber die Reste der gefilterten Oberschwingungen möglichst wenig verstärken.

Da neben der Frequenz auch ihre erste und zweite Ableitung gemessen werden sollen, empfiehlt sich ein einfaches Verfahren, dem die Taylorentwicklung zugrunde liegt.

Die Taylorreihe der Frequenz wird im letzten Meßpunkt k entwickelt und nach dem zweiten Glied abgebrochen

$$f_N = f(k) + T_1 \frac{df}{dt} + \frac{T_2}{2} \frac{d^2 f}{dt^2} \,. \qquad 3.4.1$$

Den Verlauf der Netzfrequenz approximiert man also durch eine Parabel zweiter Ordnung. Die erste Ableitung entspricht der Winkelbeschleunigung, die zweite dem Ruck.

Da der Regelkreis nichtharmonische Oberschwingungen und Rauschen nicht vollständig herausfiltern kann, wird in den Eingang des Extrapolators ein rekursives Besselfilter zweiter Ordnung gelegt. Alle differenzierten Signale werden nach Bild 3.7 auf diese Art gefiltert, um das im Differenzierer verstärkte Rauschen wieder zu unterdrücken.

Die Zeitkonstanten T_1, T_2 und T_3 kann man durch Berechnung der Gruppenlaufzeiten in den einzelnen Signalwegen oder einfacher durch Testen der ergänzten Meßeinrichtung mit einem linearen bzw. parabelförmigen Frequenzsignal bestimmen. Für beide Frequenzverläufe muß der Meßfehler exakt null sein.

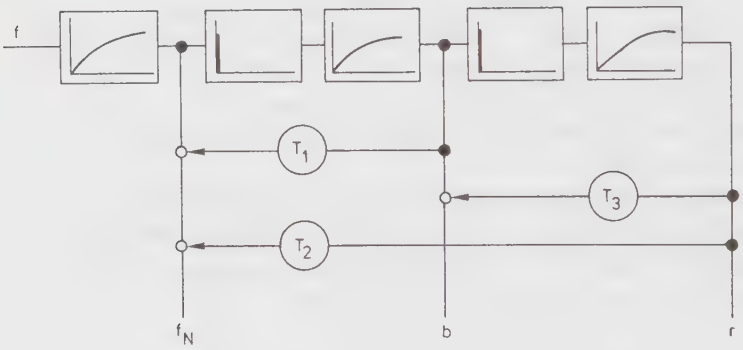


Bild 3.7 Blockschaltbild des Extrapolators

3.4.2 Rauscherkennung

In stark verrauschten Netzen stellt die gegenüber der nichtextrapolierenden Schaltung verbesserte Dynamik der Meßeinrichtung keinen Gewinn dar, weil hier mehr Wert auf die Rauscharmut des Meßsignals gelegt wird. Der Anteil der Extrapolation sollte also abhängig von der Rauschleistung des Netzes sein, damit in rauschfreien Netzen mit optimaler Dynamik und in stark verrauschten Netzen mit optimaler Dämpfung gemessen werden kann.

Als Maß für das Rauschen und die nichtharmonischen Oberschwingungen im Netz kann die Streuung der Amplitude des

gefilterten Raumzeigers $\underline{\bar{u}}_s$ genommen werden. Der gefilterte Raumzeiger ist von harmonischen Oberschwingungen befreit. Sie gehen also in die Rauschmessung nicht ein, weil sie im Extrapolator wegen ihrer extrem kleinen Amplituden nicht nennenswert verstärkt werden.

Im Gegensatz zur Phase wird die Amplitude des Raumzeigers von dynamischen Wirkleistungsvorgängen in verlustarmen Netzen nur sekundär berührt. Auch große Beschleunigungen haben deshalb nur geringen Einfluß auf die Streuung der Amplitude, die aus dem Fehlerquadrat zwischen dem momentanen Wert und dem Mittelwert der Raumzeigeramplitude berechnet wird.

Meßtechnisch läßt sich die Streuung

$$\sigma_A = \sqrt{\frac{1}{T}\int (|\underline{\bar{u}}_s| - m_{us})^2 dt} \qquad 3.4.2$$

ermitteln, indem nach Bild 3.8 zuerst durch starke Filterung der Amplitude ihr Mittelwert angenähert und dann wieder durch Filterung der Mittelwert der quadratischen Abweichung gebildet wird.

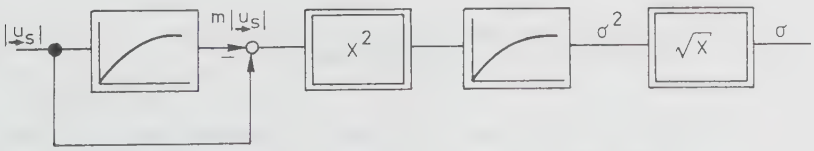


Bild 3.8 Blockschaltbild zur Streuungsbestimmung

Den Anteil der Extrapolation bestimmen im Algorithmus nach Gleichung 3.4.1 die Zeitkonstanten T_1 und T_2. Bei optimaler Anpassung gleichen sie die Verzögerungen des Phasenregelkreises aus.

Werden sie kleiner gewählt, sinkt das Maß der Extrapolation, so daß Steigungsfehler bei linearem Frequenzanstieg entstehen. Gleichzeitig wird aber die Verstärkung von Rauschanteilen vermindert.

Zur Steuerung der Extrapolation in Abhängigkeit vom Rauschen des Raumzeigers wurde nach Bild 3.9 eine lineare Anpassung der Zeitkonstanten an die Streuung der Amplitude gewählt

$$T = (1 - \sigma/\sigma_{max})T_{opt} \qquad \text{für } \sigma < \sigma_{max} \qquad 3.4.3$$

$$T = 0 \qquad \text{für } \sigma > \sigma_{max} \ .$$

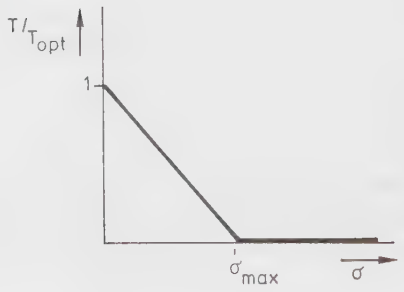


Bild 3.9 Anpassung der Extrapolatorzeitkonstanten in Abhängigkeit vom Rauschen

Für Streuungen, die größer als der zulässige höchste Wert σ_{max} sind, ist die Extrapolation vollständig abgeschaltet. Die obere Grenze σ_{max} muß abhängig vom jeweiligen Einsatzfall des Meßgerätes gewählt werden.

3.4.3 Phasensprungerkennung

Dynamische Frequenzänderungen erfolgen im elektrischen Energieversorgungsnetz nur in bestimmten Grenzen. So wird die maximale Beschleunigung der Frequenz z.B. durch die kleinsten mechanischen Anlaufzeitkonstanten von Generatorsätzen bzw.

der maximale Ruck durch die kürzeste Öffnungszeit von Leistungsschaltern bestimmt. Man kann deshalb annehmen, daß elektromagnetische Ausgleichsvorgänge im Netz Frequenzmeßwerte verfälschen, wenn die erste oder zweite Ableitung der Frequenz zulässige Grenzen überschreiten. Da für diese Zeitbereiche, die wegen der kleinen elektromagnetischen Zeitkonstanten nur sehr kurz sind, trotzdem definierte Frequenzwerte benötigt werden, ist es sinnvoll, den letzten "gültigen" Meßwert festzuhalten, bis die Beschleunigung b und der Ruck r wieder in den vorgegebenen Grenzen verlaufen.

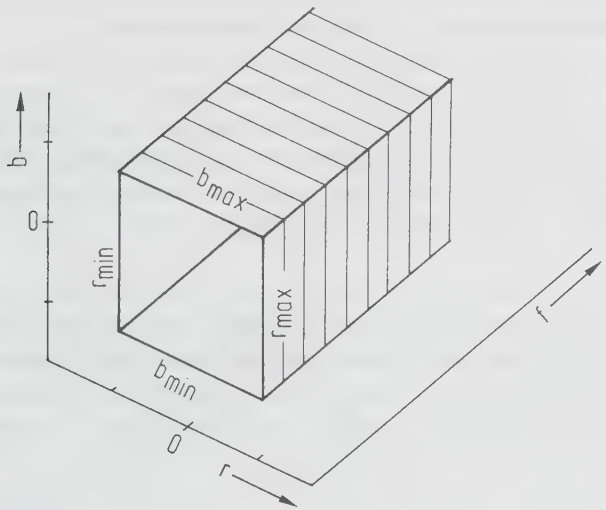


Bild 3.10 Mechanisch zulässige Zustandsebene für Beschleunigung b und Ruck r

Die Frequenzortskurve $f = g(b,r)$ bewegt sich also im Zustandsraum für $|b| < b_{max}$ und $|r| < r_{max}$ in einem Quader, der durch b_{max} und r_{max} bestimmt wird.

Bei Beschleunigungs- und Ruckwerten außerhalb der Grenzen verläuft die Ortskurve nur in der (b,r)-Ebene, weil f

konstant ist. Läuft die Ortskurve wieder in den Quader ein, treten Unstetigkeitsstellen auf, wenn der aktuell gemessene Frequenzwert nicht gleich dem alten "eingefrorenen" ist.

Diese Methode der Zustandsüberwachung hat ihre Schwächen. Zum einen werden nicht alle Zustandsvariablen der zu beobachtenden Strecken ausgewertet, zum anderen treten durch die notwendige Filterung nach der Differentiation Laufzeiten auf, so daß die gemessenen Zustandsvariablen sich auf verschiedene Zeiten t beziehen. Die im Mikrorechner nach Kapitel 7.2 implementierten Kriterien sind deshalb erweitert, um diese Nachteile wenigstens teilweise auszugleichen.

Wie Simulationen auf einem Großrechner gezeigt haben, hat für spezielle Vorgänge im Netz diese Dynamikbegrenzung Vorteile, weil man zu große Abweichungen von dem mechanisch bestimmten Wert der Frequenz vermeidet. Es ist allerdings schwierig, hier objektive Kriterien für die Qualität der Meßwerte aufzustellen.

Es bleibt schließlich jedem Anwender überlassen, anhand der jeweiligen Aufgabe den maximalen Fehlerbetrag, die Fehlerfläche, die potenzierte Fehlerfläche oder Stetigkeitskriterien zu betrachten, um die Qualität der verwendeten Algorithmen zu beurteilen.

4. Genauigkeitsabschätzung in ausgewählten Betriebsfällen

Für die Brauchbarkeit des Meßgerätes im meßtechnischen Alltag ist entscheidend, wie genau die aufgenommenen Meßwerte sind. Da ein Vergleichsnormal insbesondere für dynamische Vorgänge nicht existiert, wurden die in Kapitel 3 vorgestellten Algorithmen zur Frequenzmessung zunächst auf dem Großrechner des Regionalen Rechenzentrums Erlangen entworfen, getestet und danach erst auf einem Mikrorechnersystem implementiert.

Das dazu entwickelte Programmpaket stellt simulierte Abtastwerte der Leiterspannungen zur Verfügung, analysiert ihre Frequenz nach dem vorgestellten Verfahren, berechnet den Meßfehler und stellt die Ergebnisse zeichnerisch dar.

Das Programmpaket ist in FORTRAN 77 geschrieben und stark modularisiert, um Änderungen schnell und einfach einarbeiten zu können.

Bei der Erzeugung der Abtastwerte kann von verschiedenen Netzsituationen ausgegangen werden. Es ist möglich, die Grund frequenz bzw. ihre Beschleunigung und ihren Ruck frei einzustellen und harmonische und nichtharmonische Oberschwingungen vorzugeben.

Sprünge können für Amplituden und Phasen sowie für Frequenz, Beschleunigung und Ruck programmiert werden. Pendelungen, die die Frequenz modulieren, sind in Amplitude und Frequenz einstellbar und eine Lastabwurfsimulation bildet das Öffnen eines Leistungsschalters und den daraus resultierenden Frequenzverlauf nach. Alle Einstellungen werden über eine gut kommentierte Parameterdatei dem Programm zugänglich gemacht.

Die Abtastwerte werden unformatiert in Dateien abgelegt, wegen der Menge der Daten sequentiell gespeichert und zum Testen der Meßalgorithmen von dort wieder eingelesen.

Die Ausgabe simulierter Meßergebnisse erfolgt in Listen und Dateien, um sie durch ein drittes Programm zeichnen lassen zu können. Die Dreiteilung des gesamten Pakets reduziert die Rechenzeit bei Programmänderungen oder Parameteruntersuchungen erheblich, weil nur der Teil wiederholt zu starten ist, in dem die Änderungen vorgenommen werden.

Den Simulationsstudien lagen die folgenden angenommenen Situationen im Netz zu Grunde. Untersucht wurden die Ergebnisse der vorgeschlagenen Algorithmen für

- Netze mit starken **harmonischen Oberschwingungen** und **Rauschen**,
- Netze, die durch **zweipoligen Kurzschluß** gestört sind,
- Kraftwerke, die durch **Lastabwurf** vom Netz getrennt werden,
- Netze, deren Frequenz durch **Leistungspendelungen** moduliert ist.

Außerdem wurde geprüft, inwieweit die Quantisierung bei der Analog-Digital Umsetzung bzw. eine Übersteuerung der A/D-Umsetzer das Meßergebnis verfälschen.

Als Fehlerkriterien wurden der einfache Fehler zwischen vorgegebener Frequenz f_N und gemessener Frequenz f_M und die Wurzel aus dem Integral des quadrierten Fehlers über der Zeit gewählt

$$F_1 = f_M - f_N \tag{4.1}$$

$$F_2 = \sqrt{\frac{1}{T}\int (f_M - f_N)^2 \, dt} \quad . \tag{4.2}$$

Die Definition von F_2 ist sinnvoll, weil F_2 verwandt ist mit der Fehlerfläche, in die große Abweichungen verstärkt eingehen.

Im folgenden werden zunächst die Bilder 4.1 miteinander verglichen. Sie zeigen als gestrichelte Linie die vorgegebene "wahre" Frequenz f_N. Sie sollte von der durchgezogenen Kurve, die die vom simulierten Meßgerät ausgegebenen Werte f_M darstellt, möglichst erreicht werden. Die Differenz der beiden Kurven ist der Meßfehler der nach Gl. 4.2 aufintegriert und als F_2 dargestellt wird. Die Frequenz- bzw. Fehlerwerte sind über der Meßzeit zwischen t = 1 s und t = 3 s aufgetragen. Während der Messung finden Ereignisse statt, die je nach Parametrierung des Meßgerätes verschiedene Auswirkungen auf das Meßergebnis haben. Zwischen den Zeitpunkten t = 1,2 s und t = 2,4 s tritt ein zweipoliger Kurzschluß in der unmittelbaren Nähe des Meßortes auf. Die Eingangsgrößen $u_{2,3}$ sind null; das Meßgerät mißt nur einphasig.

Ab dem Zeitpunkt t = 1,5 s ist der Teil des Netzes, in dem die Frequenz gemessen wird, vom Verbundnetz getrennt. Der Drehzahlverlauf eines Turbinengeneratorsatzes und damit die Frequenz der Klemmenspannungen wird bei Abwurf eines Kraftwerkes durch die Öffnungszeit des Leistungsschalters, die Zeit zur Erkennung des Abwurfs und die Schließzeit der Ventile bestimmt.

Der Maschinensatz wird mit $\omega_n \Delta P/(S_n T_a)$ konstant beschleunigt, bis die Schließventile ansprechen und die zugeführte Leistung auf Eigenbedarf drosseln.

Zusätzlich zur Beschleunigung tritt ein Phasensprung in den Klemmenspannungen auf, der der von der Leistungsbilanz geforderten Polradwinkeländerung entspricht. Da diesem Phasensprung ein elektromagnetischer Ausgleichsvorgang zugrunde liegt, soll die Meßeinrichtung möglichst keine Notiz davon nehmen.

In der Simulation wurde angenommen, daß bei $t = 1{,}5$ s der Leistungsschalter öffnet und nach 5 ms die Nennbeschleunigung 10 Hz/s des Maschinensatzes erreicht ist. Zusätzlich tritt ein Phasensprung von $\vartheta = 70$ Grad auf. Bei $t = 1{,}9$ s schließen die Ventile und ab $t = 2{,}0$ s entspricht die zugeführte Leistung dem Eigenbedarf, so daß die Frequenz konstant bleibt. Um die Eignung der Einrichtung nachzuweisen, sind die Werte für die Nennbeschleunigung und vor allem für den Phasensprung übertrieben groß gewählt.

Ab $t = 2{,}2$ ms tritt eine subsynchrone Schwingung von 40 Hz auf. Subsynchrone Schwingungen können reihenkompensierte lange Leitungen belasten, die Resonanzen in der Nähe der Torsions-Eigenfrequenzen der Turbosätze haben.

Die mit diesen Ereignissen berechneten Datensätze für Leiter- und Raumzeigergrößen werden zusätzlich verrauscht. Ein Zufallsgenerator addiert Rauschwerte zu den Leiter- bzw. Raumzeigergrößen. Ihre Amplitude wird auf 0% in Bild 4.1a und 1% in Bild 4.1b,c des Grundschwingungsanteils eingestellt.

Um insbesondere den Einfluß der Zustandsüberwachung auf die Meßergebnisse beurteilen zu können, wurde in Bild 4.1c die Überwachung ausgeschaltet. Einen direkten Vergleich erlaubt Bild 4.1b, dessen Kurven mit Zustandsüberwachung bei sonst identischen Vorgaben berechnet wurden.

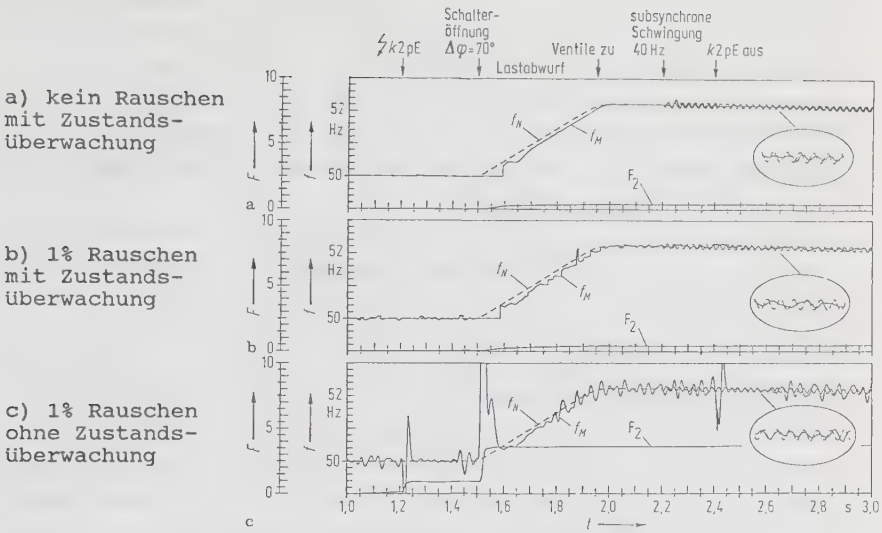


Bild 4.1 Simulierter Frequenzverlauf im Netz
Vorgabefrequenz f_N, "gemessene" Frequenz f_M,
Meßfehler F_2.

4.1 Kurzschluß nahe der Meßstelle

Der zum Zeitpunkt t = 1,2 s auftretende Kurzschluß in den Leitern $L_{2,3}$ hat auf das gemessene Frequenzsignal je nach Einstellung des Meßgerätes einen unterschiedlichen Einfluß. Ist die Zustandsüberwachung wie in Bild 4.1a,b eingeschaltet, macht sich der Kurzschluß nicht störend bemerkbar, weil durch das Einschwingen des Phasenregelkreises Beschleunigung und Ruck deutlich außerhalb der vorgegebenen Grenzen liegen. Die Zustandsüberwachung friert deshalb den Frequenzwert 40 ms ein. Die in Bild 4.1a,b unterdrückten Frequenzspitzen sind in Bild 4.1c sichtbar, da ohne Zustandsüberwachung gemessen wurde.

Der stationäre unsymmetrische Kurzschlußbetrieb unterscheidet sich für das Meßgerät nicht vom dreiphasigen Normalfall, weil die aus dem Kurzschluß resultierende starke Unsymmetrie vollständig im Regelkreis weggefiltert wird.

Das vorhandene Nullsystem hat auf die Frequenzmessung keinen Einfluß, weil es im gebildeten Raumzeiger $\underline{u}_s$ nicht enthalten ist.

Wie in Abschnitt 3.3 schon beschrieben, eignet sich das Meßgerät also auch für einphasige Meßgrößen.

4.2 Phasensprung und Lastabwurf

Zum Zeitpunkt $t = 1{,}5$ s wird das gemessene Teilnetz vom Verbund getrennt. Es tritt in den Verläufen der Leiterspannungen ein Phasensprung auf. Diesen erkennnt nach Bild 4.1a,b die Zustandsüberwachung: der Frequenzwert zum Zeitpunkt des Sprungs wird beibehalten, bis die Einschwingvorgänge im Meßgerät abgeklungen sind. Danach folgt der Meßwert f_M dem vorgegebenen Wert f_N sehr schnell.

Den zu beobachtenden Schleppfehler verursacht die Rauscherkennung. Sie reduziert den Einfluß der Extrapolation der Meßwerte vom optimalen auf einen niedrigeren Wert, weil das Einschwingen des Mittelwertbildners die Varianz der Raumzeigeramplitude steigert und somit einen erhöhten Rauschanteil im Signal vortäuscht.

Ohne Phasensprung des Raumzeigers würden nach kurzem Einschwingen zumindest in Bild 4.1a beide Kurven f_N und f_M zur Deckung kommen, weil die Extrapolation im rauschfreien Netz für Meßkurvenverläufe bis zu zweiter Ordnung (Parabeln) die Gruppenlaufzeit des Meßgeräts ausgleicht.

4.3 Pendelungen und subsynchrone Schwingungen

Die in den Bildern 4.1 zum Zeitpunkt $t = 2{,}2$ s auftretende subsynchrone Schwingung wird vom Meßsignal nach Bild 4.1a nur für ein unverrauschtes Netz gut nachvollzogen. Im verrauschten Netz überlagern die schlecht gedämpften Spektralanteile des stochastischen Anteils die 40 Hz Schwingung so stark, daß sie nicht erkennbar ist. Eine Verbesserung ließe sich nur mit nachgeschalteten Bandpaßfiltern erreichen, die genau auf die subsynchronen Frequenzen abgestimmt werden.

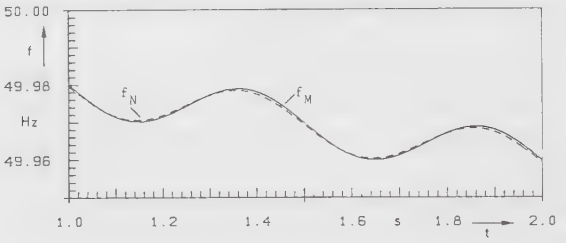
Frequenzpendelungen, die mit Leistungspendelungen zwischen Generatoren bzw. Teilnetzen verbunden sind, liegen im Spektralbereich bis höchstens 2 Hz. Wie die Bilder 3.5 und 3.6 schon andeuten, ist bei diesen geringen Modulationsfrequenzen das Übertragungsverhalten der verwendeten Algorithmen sehr gut. Bild 4.2a zeigt als Beispiel eine vorgegebene 2 Hz Pendelung im rauschfreien Netz. Sie wird praktisch ohne Meßfehler nachvollzogen.

4.4 Quantisierungs- und Übersteuerungseffekte im Analog/Digital-Umsetzer

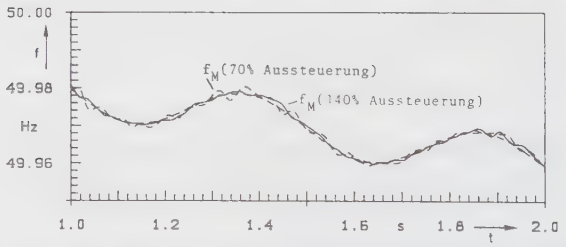
Neben den Meßungenauigkeiten, die durch Rausch- bzw. Dynamikfehler entstehen, sind noch die Fehler zu beachten, die sich aus dem realen Aufbau des Meßgerätes im Mikrorechner ergeben. Gegenüber Ungenauigkeiten auf der vorgeschalteten analogen Seite sind die Algorithmen tolerant, weil sie Unsymmetrie und harmonische Oberschwingungen wegfiltern, die z.B. durch Sättigung in Meßwandlern entstehen. Kritisch ist die Analog/Digital-Umsetzung und die Realisierung der Algorithmen im Rechner.

Zunächst soll nur der Einfluß der A/D-Umsetzung betrachtet werden, wobei die Realisierung der Algorithmen als ideal, d.h. in Gleitkommaformat ausgeführt, angenommen wird. Die Literatur /L21/ nennt Quantisierungs- und Übersteuerungsfehler von A/D-Umsetzern als beispielhaft für nichtreguläre, nichtlineare Verzerrungen. Sie können unangenehme Folgen für die Qualität des Meßsignals haben, wenn ihr Einfluß nicht abgeschätzt und begrenzt wird.

a) idealer A/D-Umsetzer



b) 12 Bit quantisierter A/D-Umsetzer



c) 8 Bit quantisierter A/D-Umsetzer

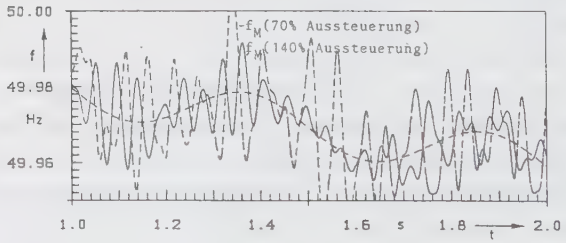


Bild 4.2 Frequenzpendelung (2 Hz) im Netz
simulierte Messung mit verschiedener Quantisierung und Aussteuerung der A/D-Umsetzer

Quantisierungsfehler entstehen bei der Analog/Digital-Umsetzung durch die Wortlängenbegrenzung im Wandler. Es können abhängig von der Quantisierung nur endlich viele verschiedene Zahlen dargestellt werden. In der Regel wird der Quantisierungsfehler als stochastische Variable aufgefaßt, die bei hinreichend kleiner Stufung näherungsweise gleichverteilt ist. Die mittlere Leistung des Fehlers entspricht dann $Q^2/12$, wobei Q für eine Quantisierungsstufe steht /L21/.

In Bild 4.2 ist der Einfluß der Quantisierung auf die Qualität des gemessenen Frequenzsignal dargestellt. In einem rauschfreien Netz wird eine 2 Hz Modulation der Frequenz mit idealer und quantisierter Umsetzung gemessen. Für die nichtidealen Umsetzer ist eine handelsübliche Bitbreite von 8 Bit in Bild 4.2c bzw. 12 Bit in Bild 4.2b angesetzt. Die durch die Quantisierung erzeugte Rauschleistung ist trotz der Dämpfung in den Filtern im Meßsignal wiederzufinden. Bei dem 12 Bit A/D-Wandler liegt die Störung des Meßsignals bei akzeptierbaren wenigen Milliherz, wogegen sie beim 8 Bit Wandler bis zu 30 mHz betragen kann. Ein 8 Bit Wandler wäre also nur für Meßsysteme geeignet, die noch stärker gedämpft sind und keinen Anspruch an hohe Dynamik stellen.

Die Übersteuerung von Meßaufnehmern tritt in der Praxis sehr häufig auf und führt dazu, daß bei periodischen Eingangsgrößen dem gemessenen Signal zusätzliche harmonische Oberschwingungen zugefügt werden. Der entstehende Fehler wird für sinusförmige Eingangsgrößen durch die Angabe des Klirrfaktors charakterisiert. Wie schon im Zusammenhang mit analogen Sättigungseffekten erwähnt, berühren harmonische Oberschwingungen die Qualität des Frequenzmeßsignals nicht. Eine leichte Übersteuerung der A/D-Wandler hat nach Bild 4.2b,c dagegen sogar einen positiven Einfluß auf die Rauscharmut der Meßsignale, weil sie eine optimale Ausnutzung des Aussteuerungsbereiches der Wandler sicherstellt und so das Quantisierungsrauschen vermindert.

4.5 Diskretisierung im digitalen Phasenregelkreis

Im Unterschied zum Simulationsprogramm kann die echtzeitfähige Version der Meßalgorithmen nicht in einer Hochsprache geschrieben, sondern muß auf speziellen Prozessoren zur Digitalen Signalverarbeitung implementiert werden. Diese sind zwar sehr schnell, besitzen aber so wenig Speicherplatz und veralten bei der hohen Innovationsrate in der Prozessortechnik so schnell, daß sich eine Compilerentwicklung nicht lohnt. Die Algorithmen müssen also in einer auf den Prozessor zugeschnittenen Assemblersprache in Festkommaarithmetik geschrieben werden.

Zum Echtzeittest wurde ein Signalprozessor vom Typ TMS 32010 verwendet, der Festkommaarithmetik mit 16 Bit und 32 Bit unterstützt. Eine 32 Bit-Arithmetik ist zwar möglich, aber nur komplex und speicherplatzraubend programmierbar. Da sich in den meisten Fällen der Digitalen Signalverarbeitung 16 Bit als ausreichend erwiesen haben, wird untersucht, ob das auch für diese Anwendung zutrifft.

Dazu soll von der in Bild 4.3 dargestellten Modellbildung für den Phasenregelkreis ausgegangen werden.

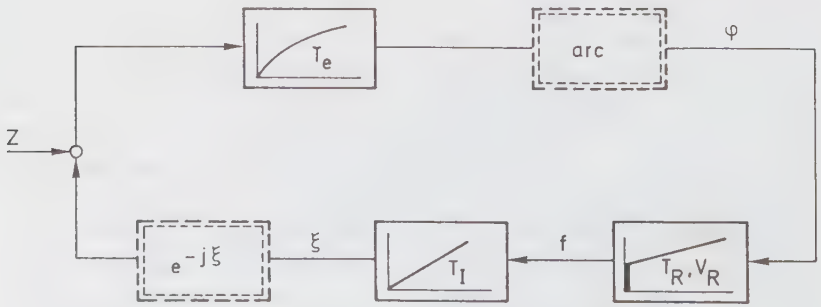


Bild 4.3 Vereinfachtes Modell des Phasenregelkreises

Der Raumzeiger des Netzes ist als Störgröße z aufzufassen. Die nichtlinearen Glieder zur Koordinatentransformation heben sich aus der Sicht des Regelkreises auf. Für die Mittelwertbildner wird ein Verzögerungsglied 1. Ordnung mit der Ersatzzeitkonstante T_e angesetzt. Es handelt sich also um eine I-T_1-Strecke, die ein PI-Regler regelt.

Für die digitale Realisierung dieses analogen Modells in Festkommaarithmetik soll nun die notwendige Auflösung der einzelnen Größen im Regelkreis bestimmt werden.

Bei der Projektierung des Frequenzmeßgerätes wurde als Vorgabe für die Frequenzauflösung a_f = 1 mHz festgelegt. Mit der vorgesehenen Nennfrequenz f_N = 50 Hz ergibt sich die notwendige Bitzahl zur Darstellung der Frequenz f zu

$$n_f \geq \mathrm{ld}\,\frac{f_N}{a_f} = 15{,}6 \quad . \qquad 4.5.1$$

Die normierte Programmierung benötigt demnach für die Darstellung der Frequenz mindestens 16 Bit.

Über die Betrachtung des Integrierers erhält man die notwendige Auflösung der Phase

$$\varphi = \frac{1}{T} \int f \, dt \quad , \qquad 4.5.2$$

oder als Differenzengleichung mit der Abtastfrequenz f_a geschrieben

$$\varphi(k) - \varphi(k-1) = \frac{1}{T f_a} f(k) \quad . \qquad 4.5.3$$

Als Randbedingung muß gelten, daß bei konstantem, kleinsten normierten Frequenzwert $(f(k)/a_f=1)$ die normierte Phase φ/a_φ sich nach einem Abtastschritt um eine Quantisierungsstufe erhöht

$$(\varphi(1) - \varphi(0))/a_\varphi = \frac{1}{Tf_a}\frac{f}{a_f}k = \frac{1}{Tf_a} = 1 \quad , \qquad 4.5.4$$

und daß bei Nennfrequenz das normierte Phasenmaximum nach $k_N = T_N f_a = f_a/f_N$ Schritten erreicht ist

$$\varphi_{max}/a_\varphi = \frac{1}{Tf_a}\frac{f_N}{a_f}k_N = \frac{1}{Tf_a}\frac{f_a}{a_f} \quad . \qquad 4.5.5$$

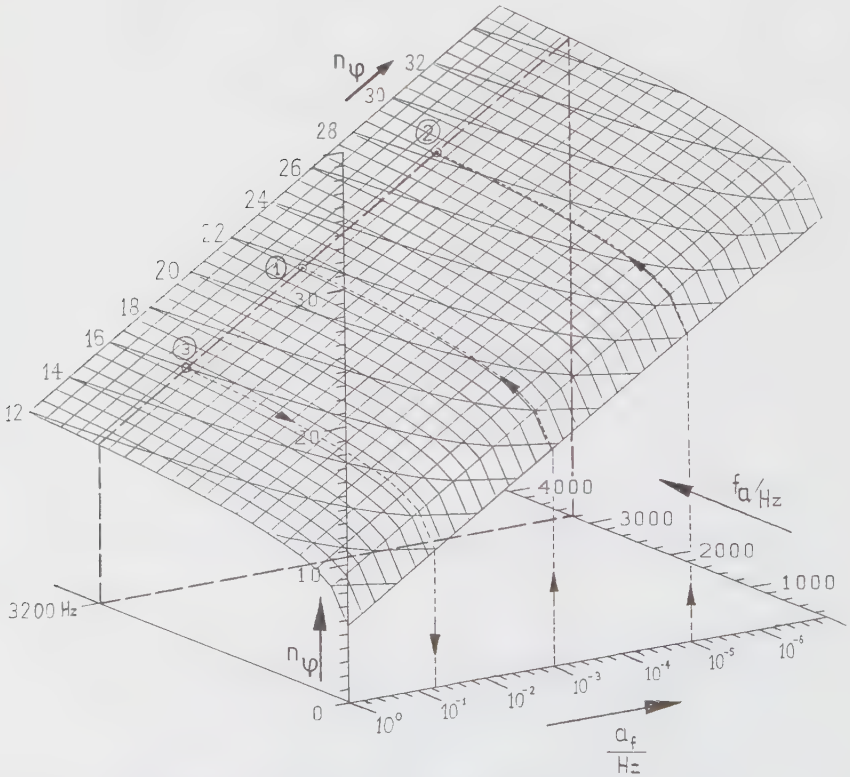


Bild 4.4 Notwendige Bitzahl zur Phasenauflösung n_φ in Abhängigkeit von der Frequenzauflösung a_f und der Abtastfrequenz f_a des Frequenzmeßgerätes

Aus 4.5.4f folgt, daß die maximale normierte Phase mit

$$\varphi_{max}/a_\varphi = f_a/a_f \qquad 4.5.6$$

aufgelöst werden muß. Die notwendige Bitzahl erhält man aus

$$n_\varphi \geq \mathrm{ld}\ \frac{\varphi_{max}}{a_\varphi} = \mathrm{ld}\ \frac{f_a}{a_f} \quad . \qquad 4.5.7$$

Die Bitzahl wird also eine Funktion der gewünschten Frequenzauflösung und der Abtastfrequenz.

In Bild 4.4 ist die Bitzahl für die Phase in logarithmischem Maßstab über der Frequenzauflösung a_f und der Abtastfrequenz f_a aufgetragen. Der gerasterte Bereich kennzeichnet die errechneten Funktionswerte. Für konstante n_φ sind Höhenlinien eingezeichnet, und die Ebene mit der benutzten Abtastfrequenz f_a = **3200 Hz** wurde hervorgehoben. Um die benötigte Bitzahl zu erhalten, geht man von der gewünschten Auflösung erst senkrecht nach oben und dann entlang dem Raster ins Bild. Am Schnittpunkt mit der Ebene f_a = 3200 Hz stellt man anhand der Höhenlinien die Anzahl der notwendigen Bit fest. Für eine Auflösung a_f = 1 mHz werden also mindestens 22 Bit für die Phasendarstellung gebraucht.

Die in Bild 4.4 angegebenen Werte entsprechen Mindestangaben, die für die praktische Ausführung noch nicht ausreichen. Innerhalb des Regelkreises sind durch die Quantisierungsstufung alle Signalwerte Ergebnisse von Rundungen. Dies macht sich in einem Quantisierungsrauschen (roundoff noise) bemerkbar und ist mit dem thermischen Rauschen analoger Schaltungen vergleichbar. Durch Tiefpaßfilterung kann dieser Rauschanteil weitgehend unterdrückt werden.

Die Quantisierung bewirkt aber speziell in rückgekoppelten Systemen mit integrierendem Anteil noch andere Effekte. Es treten periodische Grenzschwingungen auf, wie sie z.B. auch aus der nichtlinearen Regelungstechnik bekannt sind /L19/.

Bedingt durch die Festkommaarithmetik gibt es innerhalb des Regelkreises ein Signal $v(k)$, das die gröbste Auflösung besitzt. Im stationären Zustand hat dieses Signal einen Fehler d_v, der kleiner als die Gewichtung des niedrigsten Bit ist. Dieser Fehler wird nun in der Strecke so lange aufintegriert, bis der Regler ihn bemerkt und sein Stellsignal ändert, um ihn auszugleichen. Dies bewirkt eine Vorzeichenumkehr von d_v und führt im Endeffekt zu einer Dauerschwingung, einem Grenzzyklus.

Die Modellbildung aus Bild 4.3 wird zur Erläuterung des Schwingungsverhaltens um ein Totzeitglied (für die Verschiebung um einen Abtastschritt) und ein Schaltelement (für die Quantisierungsstufung) ergänzt.

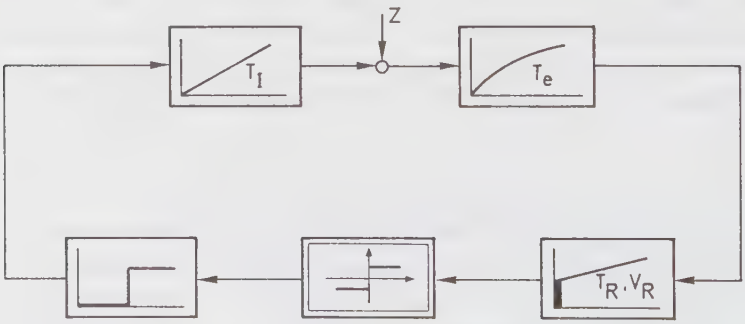


Bild 4.5 Modell der Phasenregelung mit Berücksichtigung der Quantisierungsstufung

Das neue Modell nach Bild 4.5 entspricht einem Regelkreis mit $I\text{-}T_1$-Strecke, PI-Regler und nichtlinearem Stellglied. Solche Anordnungen führen grundsätzlich zu Grenzzyklen, die nach /L19/ folgende Eigenschaften besitzen:

- Sie sind nicht harmonisch.
- Sie sind nicht isochron, d.h. ihre Frequenz nimmt mit steigender Amplitude ab.
- Es gibt stabile Grenzschwingungen, die sich unabhängig vom Anfangszustand einstellen.

Da diese Grenzschwingungen grundsätzlich nicht vermieden werden können, muß das Ziel der Programmierung sein, ihre Amplitude auf Werte unterhalb der gewünschten Frequenzauflösung zu begrenzen, so daß der Grenzzyklus im allgemeinen Rauschen des Ausgangssignals untergeht. Alle Signale innerhalb des Regelkreises müssen also so genau wie möglich dargestellt werden, und es dürfen keine "Engpässe" auftreten, weil die gröbste Auflösung innerhalb des Regelkreises die Stufung des nichtlinearen Stellgliedes bestimmt.

Die aus Bild 4.4 gewonnenen Werte für die zu verwendenden Bitbreiten müssen also deutlich überschritten werden. Eine Programmierung in 32 Bit Festkommaarithmetik läßt sich nicht vermeiden.

4.6 Vergleich der Frequenzmessung mit Raumzeiger mit der Frequenzmessung durch Periodendauerbestimmung

Um die Vorteile der neuen Raumzeiger-Meßmethode gegenüber herkömmlichen Verfahren zu erläutern, wird die bisher meist verwendete Methode zur Frequenzmessung, die Periodendauerbestimmung aus den Nulldurchgängen des Signals, ebenfalls auf der Großrechenanlage simuliert und zum Vergleich herangezogen.

Prinzipielle Nachteile dieser Meßmethode, die sich streng an der Frequenzdefinition für periodische Signale orientiert, sind die einphasige Messung und die Auswertung eines Signals nur alle 10 oder 20ms. Das einphasige Meßergebnis der Frequenz hat im Grunde keinen Anspruch darauf, Netzfrequenz genannt zu werden. Es stehen immerhin sechs verschiedene einphasige Spannungssignale im Drehstromsystem zur Verfügung. Keines davon repräsentiert das Drehsystem.

Im Fehlerfall, der die gemessene Phase betrifft, liegen keinerlei oder falsche Informationen vor, so daß das Meßergebnis völlig unbrauchbar wird.

Zur Periodendauerbestimmung zählt man meistens mit einem Takt die Zeit aus, die zwischen zwei Nulldurchgängen verstreicht. Im 50 Hz Netz sind dies in der Regel für eine Halbperiode 10 ms. Die Zählergebnisse für Halbperioden können nur dann ausgewertet werden, wenn die Gewißheit besteht, daß das Wechselsignal absolut frei von Gleichanteilen ist. Sonst werden für zwei folgende Halbperioden immer unterschiedliche Ergebnisse gemessen.

Um diese Schwierigkeit zu umgehen, kann eine volle Periodendauer ausgewertet werden, so daß nur ungefähr alle 20 ms ein neuer Meßwert zur Verfügung steht. Folglich ist das Meßsystem dynamisch stark begrenzt und das auszuwertende Wechselsignal muß frei von Rauschen und Oberschwingungen sein.

Auch wenn der direkte Ansatz des Shannon'schen Abtasttheorems schwierig ist, weil hier kein Signal mit fester Abtastfrequenz digitalisiert wird, so ist doch verständlich, daß "Oberschwingungen" sehr leicht Fehler durch zusätzliche Nullstellen verursachen, bzw. Modulationen mit Frequenzen größer als 25 Hz nicht wiedergegeben werden können. Das Eingangssignal muß daher durch Tiefpaßfilter stark, möglichst knapp über 50 Hz, bandbegrenzt werden.

a) Frequenzmessung mit Raumzeiger ohne Zustandsüberwachung 25% Rauschen

b) Frequenzmessung durch Nulldurchgangsbestimmung im Außenleiter 1 25% Rauschen

c) Leiterspannungen 25% Rauschen

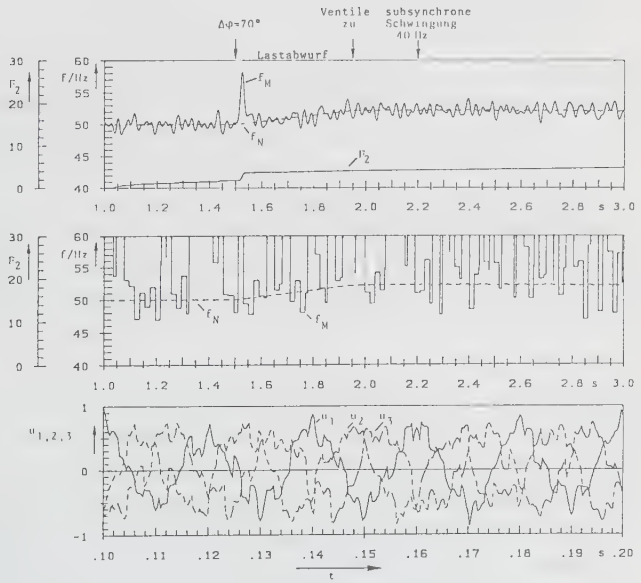


Bild 4.6 Frequenzmessung mit Raumzeiger und durch Nulldurchgangsbestimmung im Außenleiter 1 bei 25% Rauschen

Daraus folgt, daß das Meßsystem zusätzlich in seiner Dynamik eingeschränkt wird, da steile Filter lange Einschwingzeiten haben, die sich auch auf das Meßergebnis auswirken.

In Bild 4.6 werden nun die zwei diskutierten Frequenzmeßverfahren direkt verglichen. Als Eingangssignale stehen Spannungsverläufe zur Verfügung, die nach Bild 4.6c stark oberschwingungsbehaftet und verrauscht sind, wie sie z.B. bei Wechselrichtern auftreten können. Sie werden den simulierten Meßalgorithmen ungefiltert zugeführt.

Als Ereignisse während der Meßzeit werden wieder ein Lastabwurf mit Phasensprung bei $t = 1{,}5$ s und das Einsetzen einer subsynchronen Schwingung bei $t = 2{,}2$ s angenommen. Auf einen Kurzschluß wurde verzichtet, weil seine Auswertung beim einphasigen Meßsystem keinen Sinn ergibt.

Wie aus Bild 4.6a ersichtlich kann das Raumzeigermeßverfahren selbst aus den vorgegebenen schwierigen Spannungsverläufen die enthaltene Frequenz ermitteln. Im ohne Zustandsüberwachung berechneten Frequenzsignal sind nur noch niederfrequente Anteile des Rauschspektrums enthalten, die natürlich nicht vollständig weggefiltert werden. Sollte die verbliebene Rauschleistung für bestimmte Anwendungen zu hoch sein, kann durch zusätzliche Filterung das Frequenzsignal weiter geglättet werden.

Im Gegensatz zum Raumzeigerverfahren liefert die Frequenzmessung durch Bestimmung der Periodendauer des Meßsignals nach Bild 4.6b kein brauchbares Meßergebnis mehr. Die durch die hohen Frequenzanteile verursachten zusätzlichen Nulldurchgänge in den Leiterspannungsverläufen $u_{1,2,3}$ verkürzen die gemessenen Periodendauern so weit, daß die daraus berechneten Frequenzwerte in der Regel viel zu hoch ausfallen. Da nicht nur die vorhandenen Nullstellen verschoben werden, was ein

Rauschen um einen richtigen Mittelwert erzeugen würde, sondern neue Nullstellen hinzugefügt werden, liegen die gemessenen Werte auch im Mittel höher als der "wahre" Wert. Auch eine Weiterverarbeitung (Filterung) der berechneten Meßwerte kann die entstandenen Fehler nicht korrigieren.

5. Frequenzmodulationsanalyse mit nichtrekursiven digitalen Filtern

Die Frequenz der Wirkleistungs- und Frequenzpendelungen liegt, wie bereits in Kap.1 beschrieben, meistens zwischen 1 Hz bei regional begrenzten und 0,1 Hz bei überregionalen Ausgleichsvorgängen. Die Zeitkonstanten der Regelvorgänge, an denen Dampferzeuger beteiligt sind, liegen darüber.

Zur Trennung von Frequenzgrundanteil und Frequenzpendelanteil müssen deshalb ein Tiefpaß und ein Hochpaß entworfen werden, die aufeinander abgestimmt sind.

Dazu wählt man zweckmäßigerweise für die Grenzfrequenz des Tiefpasses und für die untere Grenzfrequenz des Hochpasses den Wert 0,1 Hz ; die obere Grenzfrequenz f_g des Hochpasses kann man auf den maximalen Wert der halben Abtastfrequenz legen.

Für die Frequenzanalyse mit digitalen Filtern ergibt sich folgende Struktur:

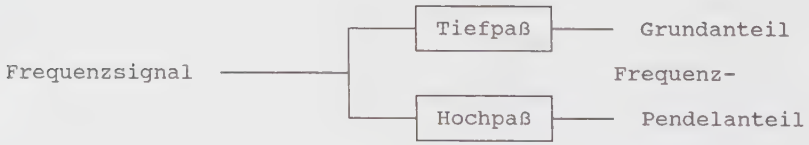


Bild 5.1: Trennung von Frequenzgrundanteil und Pendelanteil mit Tiefpaß und Hochpaß

5.1 Einführung in die Theorie der nichtrekursiven Filter

In der digitalen Signalverarbeitung hat man die Wahl zwischen rekursiven und nichtrekursiven Filtern. Sie unterscheiden sich in den verwendeten mathematischen Algorithmen. Bei rekursiven Filtern wirkt ein zu einem Zeitpunkt berechneter Ausgangswert in den folgenden Ausgangswerten fort, während bei nichtrekursiven Filtern nur die Folge der Eingangswerte Einfluß auf die Ausgangswerte hat. Da nichtrekursive Filter sich nach /L20/ durch folgende Eigenschaften auszeichnen, werden sie hier zur Frequenzanalyse verwendet:

- Sie sind stets stabil.

- Die Impulsantwort ist endlich, d.h. nichtrekursive Filter sind nach $n+1$ Takten eingeschwungen (n = Filtergrad, Taktzeit T = 1 / Abtastfrequenz f_a).

- Sie weisen einen streng linearen Phasengang auf, wenn die Impulsantwort $h_0(k)$ symmetrisch bzw. antisymmetrisch ist. Dies führt zu einer konstanten Gruppenlaufzeit $\tau_g(\Omega) = n/2$ mit $\Omega = \omega T = 2\pi f/f_a$, die nur vom Filtergrad abhängt, und somit zu einer konstanten zeitlichen Verschiebung von $n/2$ Takten des Filterausgangssignals gegenüber dem Filtereingangssignal.

Die Ausgangsfolge $y(k)$ des Filters läßt sich durch die Faltungsbeziehung

$$y(k) = \sum_{m=0}^{k} h_0(m) \cdot u(k-m) = h_0(k) * u(k) \qquad 5.1$$

beschreiben. Es ist eine Verknüpfung der Filterkoeffizienten $h_0(k)$ mit den verzögerten Eingangswerten $u(k-m)$ erforderlich. Dabei treten immer die drei Operationen Speichern, Multiplizieren und Addieren auf.

In welchem Ablauf diese Operationen auszuführen sind, hängt von der gewählten Struktur des Systems ab. Für nichtrekursive Systeme lassen sich verschiedene Strukturen bzw. Signalflußgraphen angeben.

Die Struktur der 2. kanonischen Form für linearphasige Filter zeigt Bild 5.2.

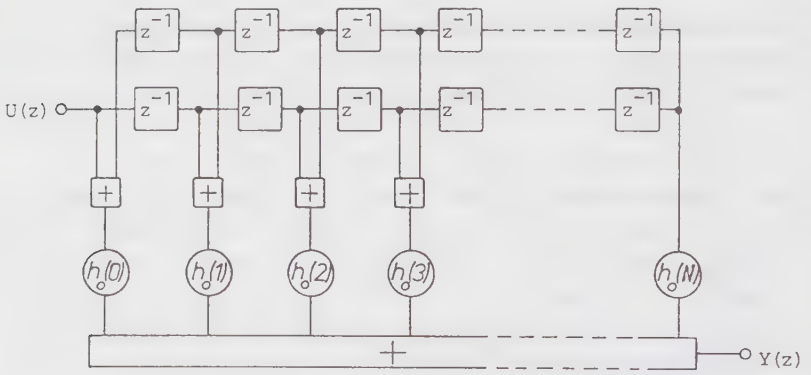


Bild 5.2: 2. kanonische Form für linearphasige Filter (Grad $n = 2N$) /L20/

Die linearphasige Form bietet hinsichtlich der Realisierung zusätzliche Vorteile. Die Anzahl der notwendigen Multiplikationen zur Errechnung der Ausgangsfolge halbiert sich bei diesen Filtern, da die Symmetrie der Koeffizienten ausgenutzt werden kann.

Genau wie bei kontinuierlichen Systemen stellt sich auch bei digitalen die Aufgabe, einen Entwurf so durchzuführen, daß das System bestimmte geforderte Eigenschaften besitzt. Diese Forderungen können sowohl im Zeitbereich als auch im Frequenzbereich formuliert werden.

Hier wird ein Verfahren betrachtet, das die Vorgaben im Frequenzbereich gibt.

Die Entwurfsmethoden für rekursive und nichtrekursive Filter sind sehr unterschiedlich. Für rekursive Filter kann man z.B. zunächst ein kontinuierliches Filter berechnen. Das gesuchte digitale Filter erhält man durch Transformation der Übertragungsfunktion dieses kontinuierlichen Systems in die Übertragungsfunktion eines diskreten Systems. Die bilineare Transformation stellt beispielsweise eine brauchbare Methode dar.

Für den Entwurf von nichtrekursiven Filtern sind ähnliche Transformationen nicht bekannt, weil diese Filter analog nicht realisiert werden können.

Eine mögliche Vorgehensweise ist, den Wunschfrequenzgang innerhalb eines vorgegebenen Toleranzschemas nach Bild 5.3 anzunähern.

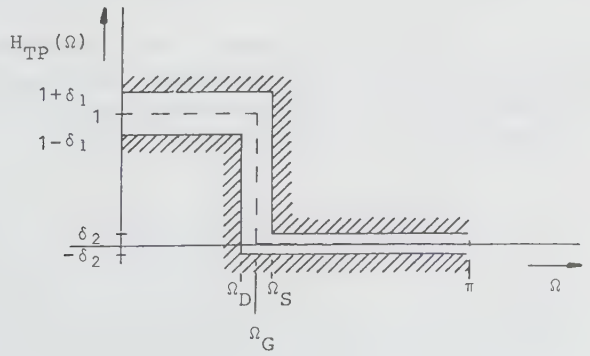


Bild 5.3: Toleranzschema für den Entwurf nichtrekursiver Filter

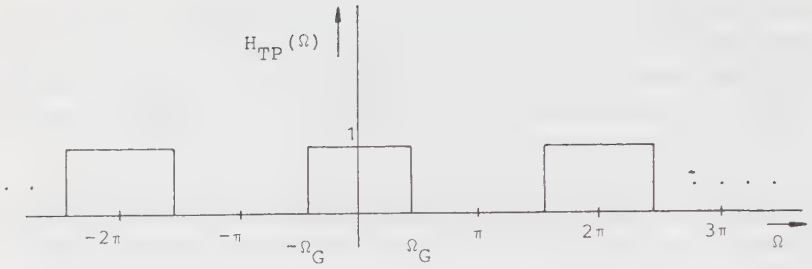
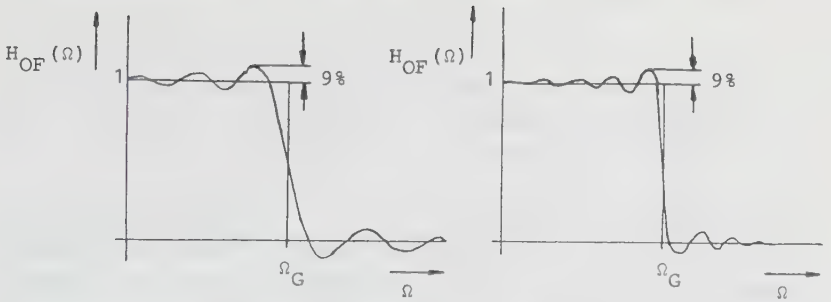


Bild 5.4: Wunschfrequenzgang eines digitalen Tiefpasses

Da sich bei digitalen Systemen der Frequenzgang nach Bild 5.4 stets periodisch wiederholt, kann er in einer Fourierreihe entwickelt werden, deren Koeffizienten den gesuchten Filterkoeffizienten entsprechen. Der Wunschfrequenzgang erfordert theoretisch eine unendlich lange Reihenentwicklung. Der Abbruch der Reihe kann als Bewertung der unendlich langen Fourierreihe mit einem Rechteckfenster der Länge n (n = Filtergrad) gedeutet werden, da n Fourierkoeffizienten mit der gleichen Zahl 1 multipliziert und die Koeffizienten höherer Ordnung durch Multiplikation mit Null ausgeblendet werden. Eine Erhöhung des Filtergrades ermöglicht nach /L20/ zwar eine bessere Annäherung des Frequenzganges an die Wunschfunktion, aber das Auftreten von Oszillationen an der Sprungstelle der Wunschfunktion ist selbst für $n \rightarrow \infty$ nicht vermeidbar. Solche Effekte werden als "Gibbssche Phänomen" bezeichnet; die Höhe der Oszillationen an der Sprungstelle beträgt ungefähr 9% der Sprunghöhe an der Unstetigkeitsstelle, wie in Bild 5.5 dargestellt.



Filtergrad n_1 Filtergrad $n_2 >> n_1$

Bild 5.5: Oszillationen an der Unstetigkeitsstelle

Das Gibbssche Phänomen verringert sich nach /L20/, wenn man die Fourierkoeffizienten statt mit einem Rechteckfenster mit einem besser geeigneten Fenster bewertet:

$$\begin{matrix}\text{Filter-}\\\text{koeffizienten}\end{matrix} = \begin{matrix}\text{Fourier-}\\\text{koeffizienten}\end{matrix} \times \begin{matrix}\text{Fenster-}\\\text{koeffizienten}\end{matrix}$$

Als besonders leistungsfähig hat sich hierbei das Kaiserfenster erwiesen, bei dem die Fensterfunktion mit der modifizierten Besselfunktion erster Art und Ordnung Null gebildet wird.

Die Eingabeparameter, die das verwendete Filterentwurfsprogramm /D4/ für den Fourierentwurf mit Kaiserfensterbewertung benötigt, sind 2 der 3 folgenden Größen: (vgl. Bild 5.3)

- Dämpfung $a = -20 \lg\delta$ mit $\delta = \min(\delta_1, \delta_2)$
- Breite des Übergangsbereiches $\Delta\Omega = \Omega_S - \Omega_D$
- Filtergrad n

Die dritte Größe ist durch die anderen beiden Größen festgelegt.

5.2 Entwurf nichtrekursiver Filter für die Frequenzanalyse

Beim Fourierentwurf mit Fensterbewertung verringert sich die Abweichung des Frequenzganges vom Wunschfrequenzgang stark mit zunehmendem Filtergrad n und zunehmendem Verhältnis von Grenzfrequenz des Tiefpasses f_g zur Abtastfrequenz f_a.

Da die geforderte Grenzfrequenz f_g = 0,1 Hz sehr klein ist, darf auch f_a gering sein ; andererseits steigt aber durch kleines $f_a = 1/T$ und großem Filtergrad n die zeitliche Verzögerung zwischen Ausgangs- und Eingangssignal, da die Gruppenlaufzeit mit $\tau_g(\Omega) = n/2$ direkt proportional zum Filtergrad ist.

Es wurde als Kompromiß zwischen kurzer Gruppenlaufzeit und gutem Frequenzgang der Filtergrad 40 und die Abtastfrequenz 10 Hz gewählt, wodurch sich eine zeitliche Verzögerung der Eingangssignale von $\tau_g \cdot T$ = 2 s ergibt.

Da die Amplitude des Wechselanteils klein gegenüber der Amplitude des Grundanteils sein kann, muß der Gleichanteil exakt aus dem Frequenzsignal herausgefiltert werden. Deshalb ist es notwendig, daß der Frequenzgang des Tiefpasses an der Stelle f = 0 Hz genau den Wert 1,0 besitzt, was durch eine geeignete Normierung der Filterkoeffizienten erreicht wird.

Gibt man einen Einheitssprung auf den Eingang des Tiefpasses, so muß nach n Takten Einschwingzeit auch der Ausgang den Wert Eins annehmen. Für diesen Fall ergibt sich

$$y(k) = \sum_{\nu=0}^{n} h_0(\nu) = 1 \quad . \qquad 5.2$$

Die oben gestellte Forderung ist durch folgende Normierung der Filterkoeffizienten erreichbar

$$h^{*}_{0_{TP}}(\upsilon) = \frac{h_{0_{TP}}(\upsilon)}{\sum_{\mu=0}^{n} h_{0_{TP}}(\mu)} \qquad \upsilon = 0, \ldots, n \; . \qquad 5.3$$

Damit andererseits der Frequenzgang des **Hochpasses** an der Stelle f = 0 Hz den Wert 0,0 besitzt, subtrahiert man von h(20) die beim Entwurf erhaltene Verstärkung an der Stelle f = 0 Hz.

Dadurch ergibt sich aber im Durchlaßbereich des Hochpasses eine Verstärkung $a_1 < 1$.

Die Filterkoeffizienten müssen deshalb wie oben normiert werden

$$h^{*}_{0_{HP}}(\upsilon) = \frac{h_{0_{HP}}(\upsilon)}{a_1} \qquad \upsilon = 0, \ldots, n \; . \qquad 5.4$$

Der größte Vorteil der nichtrekursiven Filter ist die konstante Gruppenlaufzeit (siehe Kap. 5.1). Sie erlaubt eine starke Vereinfachung der Struktur aus Bild 5.1. Subtrahiert man nämlich den im Tiefpaß rekonstruierten Grundanteil vom verzögerten Eingangssignal, läßt sich der Hochpaß nach Bild 5.6 einsparen.

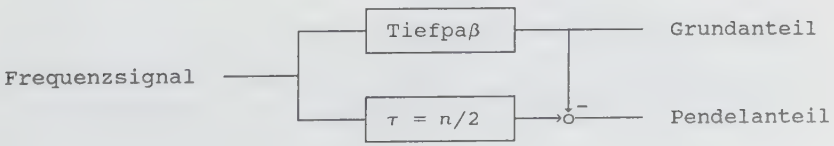


Bild 5.6: Trennung von Frequenzgrundanteil und Pendelanteil nur mit Tiefpaß

```
h( 0) = 0.01522998 = h(40)
h( 1) = 0.01635862 = h(39)
h( 2) = 0.01748655 = h(38)
h( 3) = 0.01860675 = h(37)
h( 4) = 0.01971209 = h(36)
h( 5) = 0.02079540 = h(35)
h( 6) = 0.02184951 = h(34)
h( 7) = 0.02286734 = h(33)
h( 8) = 0.02384195 = h(32)
h( 9) = 0.02476662 = h(31)
h(10) = 0.02563487 = h(30)
h(11) = 0.02644059 = h(29)
h(12) = 0.02717804 = h(28)
h(13) = 0.02784192 = h(27)
h(14) = 0.02842744 = h(26)
h(15) = 0.02893033 = h(25)
h(16) = 0.02934693 = h(24)
h(17) = 0.02967418 = h(23)
h(18) = 0.02990967 = h(22)
h(19) = 0.03005166 = h(21)
h(20) = 0.03009911
```

Tabelle 5.1: Filterkoeffizienten des entworfenen Tiefpasses

Der Frequenzgang des verwendeten Tiefpasses ist in Bild 5.7, die dazugehörigen Filterkoeffizienten sind in Tabelle 5.1 dargestellt.

Um die Qualität des Filters nicht nur im Frequenzbereich, sondern auch im für die Energieversorgung wichtigeren Zeitbereich beurteilen zu können, wurde ein Testeingangssignal aus einem Grundanteil (gestrichelt gezeichnet in Bild 5.8a) und einem Pendelanteil zusammengesetzt.

Aus Bild 5.8a,b ergibt sich eine gute Übereinstimmung zwischen dem Grundanteil am Filterausgang und dem dazugehörigen Anteil des Filtereingangssignals.

Auch der Pendelanteil am Filterausgang hat eine Gestalt, die der mathematischen Beschreibung des Pendelanteils im Eingangssignals entspricht. Wie erwartet eilt das Ausgangssignal

dem Eingangssignal um die Gruppenlaufzeit

$$\tau_g(\Omega) = T \cdot n/2 = 1/f_a \cdot 20 = 2 \text{ s} \qquad 5.5$$

nach.

Da die Pendelungen z.B. durch Pendeldämpfungsgeräte reduziert werden sollen, darf der Pendelanteil am Filterausgang, der das Eingangssignal der Regeleinrichtung darstellt, nur eine kleine Phasenverschiebung gegenüber dem tatsächlichen Frequenzsignal besitzen.

Phasenverschiebungen von 2 s liegen aber schon in der Größenordnung der Periodendauer der Pendelungen, wodurch die Pendelanalyse mit digitalen Filtern zur Erzeugung von Reglereingangssignalen unbrauchbar wird.

Filtergrad 40
f_g = 0,1 Hz
f_a = 10 Hz

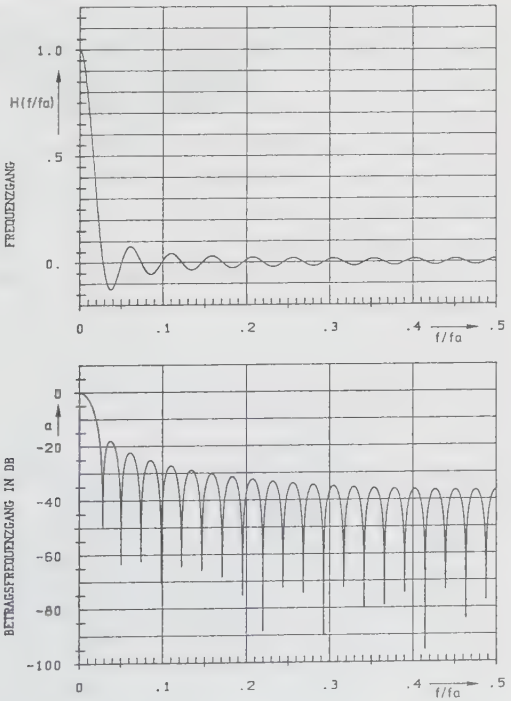


Bild 5.7: Frequenzgang des entworfenen Tiefpasses

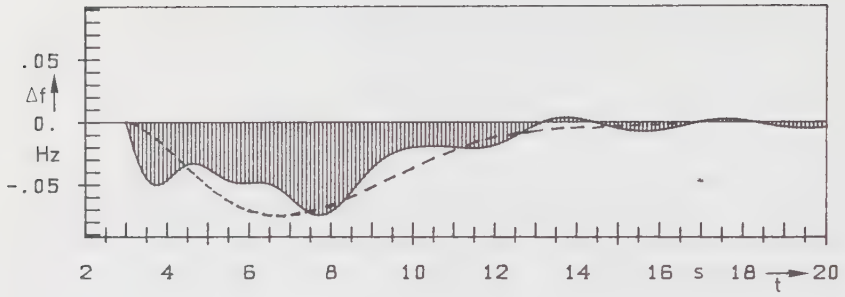


Bild 5.8a: Filtereingangssignal

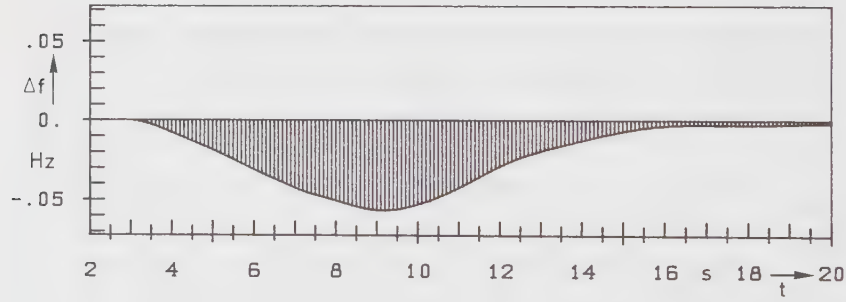


Bild 5.8b: Grundanteil am Filterausgang

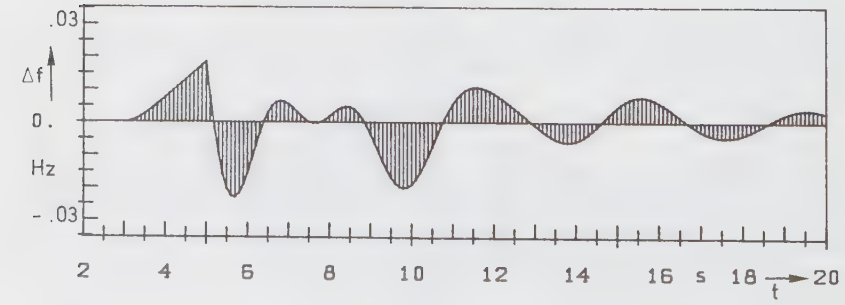


Bild 5.8c: Pendelanteil am Filterausgang

6. Frequenzmodulationsanalyse mit Beobachterfilter

6.1 Einführung in die Beobachtertheorie

Faßt man die elektrische Energieversorgung als näherungsweise linearen, zeitinvarianten dynamischen Prozeß auf, kann man ihn durch die zeitdiskreten Gleichungen

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}(\mathbf{u}(k) + \mathbf{r}(k)) \qquad 6.1$$
$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k)$$

beschreiben.

Die Zustandsgrößen $\mathbf{x}(k+1)$ des Systems ergeben sich aus den Zustandsgrößen zum Zeitpunkt k multipliziert mit der Systemmatrix **A** und der mit **B** gewichteten Summe aus Eingangssignalvektor $\mathbf{u}(k)$ und Störsignalvektor $\mathbf{r}(k)$. Den Ausgangssignalvektor $\mathbf{y}(k)$ erhält man durch Multiplikation der Zustandsgrößen mit der Ausgangsmatrix **C** /L11//L13/.

Für den hier betrachteten Fall der Pendelanalyse aus Frequenzmeßwerten reduziert sich der Ausgangsvektor $\mathbf{y}(k)$ zu dem Skalar Frequenz. Der Eingangsvektor $\mathbf{u}(k)$ enthält alle bekannten Größen, z. B. die Leistungen im Zweig i, der Störvektor $\mathbf{r}(k)$ alle unbekannten Größen, die einen stationären oder transienten Einfluß auf die Frequenz haben, wie z.B. die Leistungen in allen anderen Zweigen des Netzes. Die Zustandsgrößen können beispielsweise die vornehmlich in den rotierenden Massen gespeicherte Energie des Netzes repräsentieren.

Im folgenden wird angenommen, daß die Netzfrequenz fehlerfrei gemessen werden kann und daß die Zustandsgrößen $\mathbf{x}(k)$ beobachtbar, d.h. Netzpendelungen im Frequenzsignal erkennbar sind /L11 Def.1.2 S.9/. Um für die Frequenzanalyse Grundanteil und Pendelanteil des Frequenzverlaufes zu trennen, wird dem Prozeß ein Einheits-Beobachter parallel geschaltet. Ein

Beobachter ist ein lineares dynamisches System, das den beobachteten Prozeß nachbildet und die am Prozeß meßbaren Ein- und Ausgangsgrößen benutzt, um daraus einen Näherungswert $\hat{\mathbf{x}}$ des Prozeßzustands $\mathbf{x}$ zu rekonstruieren.

Erreicht wird dies durch die Rückführung der Differenz der Ausgangsgrößen von Prozeß und Beobachter

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{y}(k) - \hat{\mathbf{y}}(k) \qquad 6.2$$

über eine Bewertungsmatrix H auf die Zustandsgrößen $\hat{\mathbf{x}}(k+1)$. Somit werden Zustandsgrößenkorrekturen $\Delta\hat{\mathbf{x}}(k)$ erzeugt, die im Falle der Konvergenz, wenn die Beobachterzustandsgrößen den Prozeßzustandsgrößen folgen, gegen Null streben.

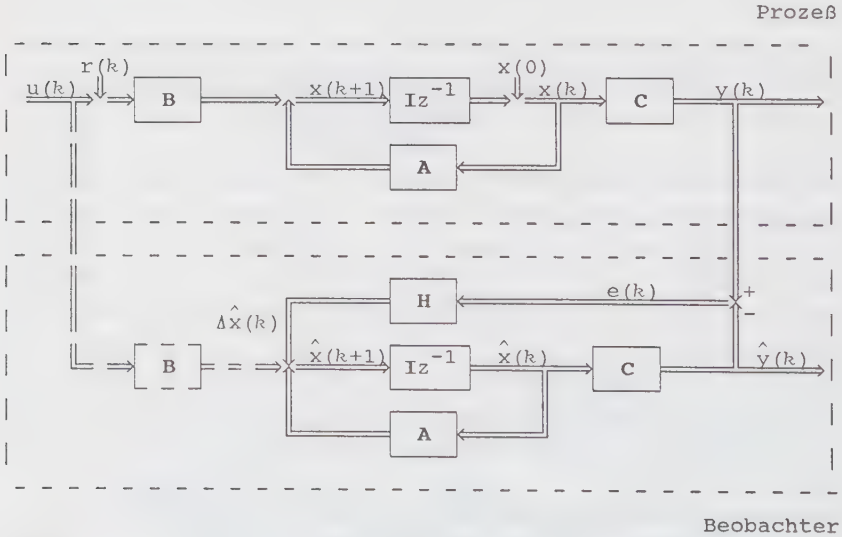


Bild 6.1: Prozeß mit bekannten und unbekannten Anregungen und Einheitsbeobachter

Im Falle des betrachteten Prozesses der Energieversorgung kann man als bekannte Größen im Kraftwerk z.B. die ins Netz eingespeiste Wirk- und Blindleistung annehmen. Sie können über den Eingangsvektor $\mathbf{u}(k)$ dem Beobachter mitgeteilt werden.

Außerhalb eines Kraftwerkes wirken alle Veränderungen in der Wirk- und Blindleistungsbilanz als Störgrößen $\mathbf{r}(k)$, weil sie am Ort des Beobachters unbekannt sind. Sie beeinflussen die Zustandsgrößen des Prozesses und müssen deshalb über die Frequenz $y(k)$ vom Beobachter analysiert werden. Der Beobachter erhält daher außerhalb eines Kraftwerkes oder Verbrauchers nur die Netzfrequenz $y(k)$ als Eingangssignal, um die Zustandsgrößen zu analysieren. Der Eingangsvektor $\mathbf{u}(k)$ ist nicht vorhanden.

Aus Bild 6.1, das das Prozeßmodell nach Gl.6.1 und den Beobachter zeigt, folgt die Gleichung des Beobachters zu

6.3

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}}(k+1) &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \mathbf{H}\mathbf{e}(k)\\ &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \mathbf{H}(y(k) - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(k))\\ &= (\mathbf{A} - \mathbf{H}\mathbf{C})\hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \mathbf{H}y(k)\ .\end{aligned}$$

Man erkennt, daß der Beobachter ein Prozeßmodell ist, das zusätzlich $\mathbf{e}(k)$ als Eingangssignal erhält.

Der konstante Beobachter-Rückführvektor $\mathbf{H}$ muß so gewählt werden, daß $\hat{\mathbf{x}}(k+1)$ für $k \to \infty$ asymptotisch gegen $\mathbf{x}(k+1)$ geht.

Für den Zustandsgrößenfehler

$$\tilde{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{x}(k+1) - \hat{\mathbf{x}}(k+1) \qquad 6.4$$

gilt dann mit den Gleichungen 6.1 und 6.3 die inhomogene Vektordifferenzengleichung

$$\tilde{\mathbf{x}}(k+1) = (\mathbf{A} - \mathbf{H}\mathbf{C})\tilde{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B}\mathbf{r}(k). \qquad 6.5$$

Ein Vergleich von Gl. 6.3 und 6.5 zeigt, daß die Vektordifferenzengleichung 6.5 des Fehlers die gleichen Eigenwerte besitzt wie die Vektordifferenzengleichung 6.3 des Beobachters.

Der Zustandsgrößenfehler ist somit abhängig vom Anfangsfehler $\tilde{\mathbf{x}}(0)$ und von der Störgröße $\mathbf{r}(k)$. Wenn Gl. 6.5 asymptotisch stabil ist, klingen Anfangsfehler ab, während eine ständig vorhandene Störgröße r zu einem bleibenden Fehler $\tilde{\mathbf{x}}$ führt. Daraus folgt für Gl. 6.5 mit $\tilde{\mathbf{x}}(k+1) = \tilde{\mathbf{x}}(k) = \tilde{\mathbf{x}}$

$$\tilde{\mathbf{x}} = (\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{HC})^{-1}\mathbf{Br} \qquad \text{für } k \to \infty \quad . \tag{6.6}$$

Damit der Zustandgrößenfehler konvergiert darf die charakteristische Gleichung

$$\text{Det } (z\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{HC}) = (z-z_1)(z-z_2) \ldots (z-z_m) = \\ = b_0 + b_1 z + \ldots + b_m z^m = 0 \tag{6.7}$$

nur Wurzeln $|z_i| < 1$, $i = 1,2,\ldots,m$ besitzen.

Durch geeignete Wahl von H kann jedes gewünschte charakteristische Polynom 6.7. erzeugt werden, wenn das System wie schon erwähnt vollständig beobachtbar ist. Dadurch läßt sich die Geschwindigkeit mit der $\tilde{\mathbf{x}}$ konvergieren soll vorgeben.

6.1.1 Beobachter für bleibende Störgrößen

Aus Gleichung 6.6 geht hervor, daß bei bleibenden Störgrößen r ein stationärer Beobachtungsfehler entsteht. Er kann vermieden werden, wenn man sich die Störgrößen wie in Bild 6.2 aus einem Impuls zum Zeitpunkt $k = 0$ entstanden denkt.

Der Impuls $\mathbf{r}(0)$ wird durch vollständige Rückkopplung zu einem Sprung und damit zu einer bleibenden Größe integriert. Vollzieht man diese Modellierung im Beobachter durch die Erweiterung des Gleichungssystems nach, erhält er dadurch einen integralen Anteil, der Beobachtungsfehler ausgleicht.

Die Zustandsgleichungen der Strecke werden durch die Zustandsgleichung der Störung ergänzt

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}(\mathbf{u}(k) + \mathbf{r}(k)) \\ \mathbf{r}(k+1) &= \mathbf{r}(k) \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(k) \ , \end{aligned} \tag{6.8}$$

so daß ein neues System entsteht:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}(k+1) \\ \mathbf{r}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{r}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u}(k) \ , \tag{6.9}$$

das durch gesternte Größen dargestellt wird

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^*(k+1) &= \mathbf{A}^*\mathbf{x}^*(k) + \mathbf{B}^*\mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}^*\mathbf{x}^*(k) \ . \end{aligned} \tag{6.10}$$

Wird der Einheitsbeobachter aus den gesternten Matrizen aufgebaut, ergibt sich der Beobachtungsfehler trotz konstant einwirkender Störung $\mathbf{r}(k)$ zu Null

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}^*(k+1) &= \mathbf{A}^*\mathbf{x}^*(k) + \mathbf{B}^*\mathbf{u}(k) \\ &\quad - \mathbf{A}^*\hat{\mathbf{x}}^*(k) - \mathbf{B}^*\mathbf{u}(k) - \mathbf{H}^*\mathbf{e}(k) \\ &= \mathbf{A}^*\tilde{\mathbf{x}}^*(k) - \mathbf{H}^*(\mathbf{C}^*\mathbf{x}^*(k) - \mathbf{C}^*\hat{\mathbf{x}}^*(k)) \\ &= (\mathbf{A}^* - \mathbf{H}^*\mathbf{C}^*)\tilde{\mathbf{x}}^* \ . \end{aligned} \tag{6.11}$$

Für den Zustandsgrößenfehler erhält man eine homogene Vektordifferenzengleichung, so daß $\tilde{x}^*$ für $k \to \infty$ gegen Null konvergiert. Der Beobachter ist durch das Hinzufügen des integralen Anteils allerdings in seiner Ordnung um Eins erhöht.

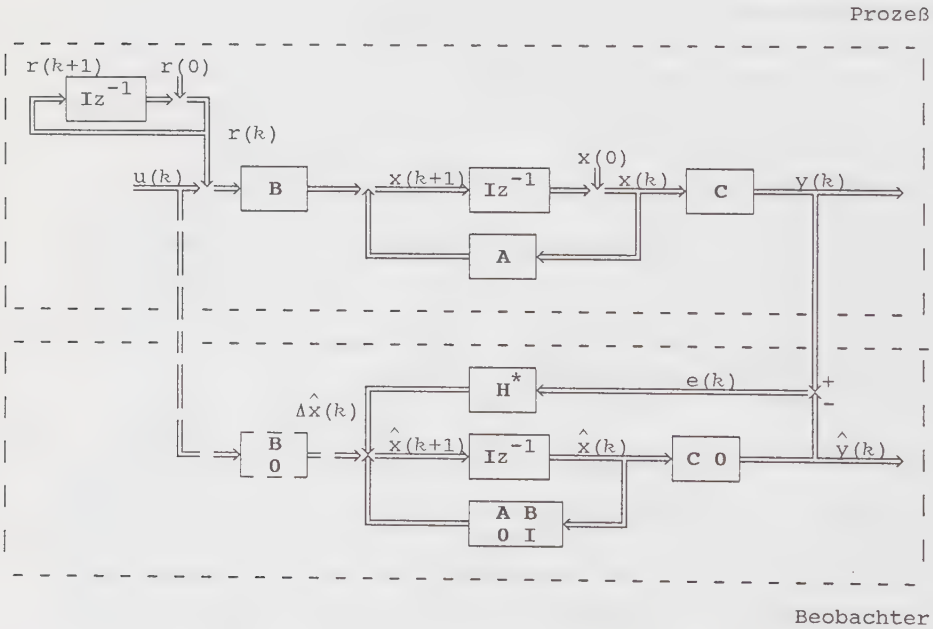


Bild 6.2 Energieversorgungsprozeß mit modellierter Störgröße und angepaßtem Beobachter

6.2 Simulation von Frequenz- und Leistungspendelungen

6.2.1 Entwurf eines Netzmodells

In /D6/ untersucht HEILEMANN ein aus drei Teilnetzen bestehendes Netzmodell, anhand dessen er die Existenz verschiedener Schwingungsmodi demonstriert. Dieses Modell soll auch hier als Beispiel zur Frequenzanalyse mit Beobachterfilter verwendet und kurz beschrieben werden. Die folgenden Ausführungen sind teilweise aus /D6/ übernommen.

Jedes Teilnetz besteht nach Bild 6.3 aus einem Ersatzgenerator, der stellvertretend für eine Vielzahl von in diesem Teilnetz stark gekoppelten Einzelmaschinen steht, und einem Ersatzverbraucher, der die Summe der Verbraucherleistungen in diesem Teilnetz repräsentiert. Die Teilnetze werden durch eine 220 kV Einfach- bzw. eine 220 kV Doppelleitung miteinander verbunden. Angaben über die Anlaufzeitkonstanten und die verwendeten Differentialgleichungssysteme liegen leider nicht vor.

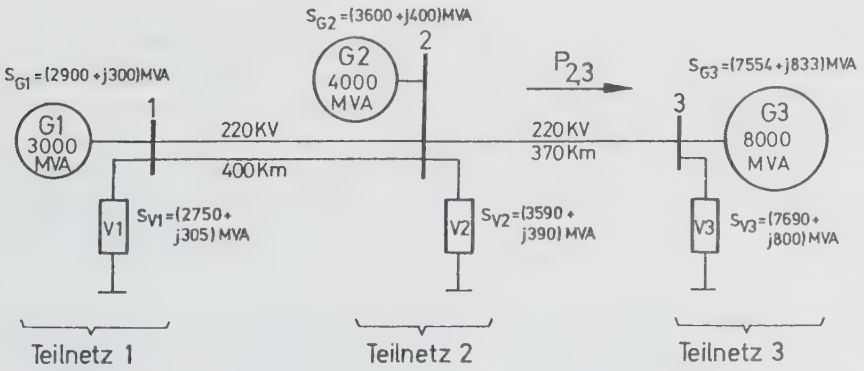


Bild 6.3: Zugrundegelegte Modellnetzkonfiguration zur Simulation von Frequenz- und Leistungspendelungen

In Bild 6.4 sind die mit Hilfe eines Simulationsprogramms berechneten Frequenz- und Leistungsverläufe des Netzes nach einer Verbraucherlastzuschaltung von 100 MW am Knotenpunkt 1 dargestellt.

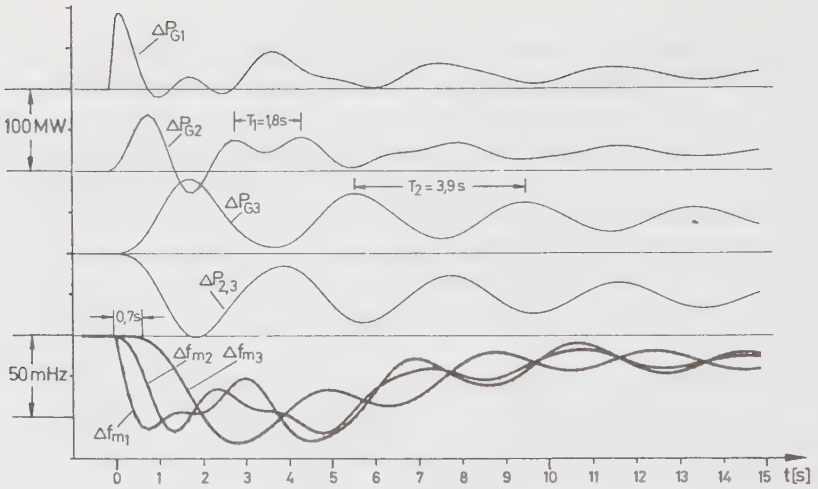


Bild 6.4: Berechnete Frequenz- und Leistungsverläufe nach einer Verbraucherlastzuschaltung von 100 MW am Knotenpunkt 1

Aus den Leistungsverläufen ΔP_{G_1}, ΔP_{G_2} und ΔP_{G_3} erkennt man, daß im ersten Moment der Verbraucherlastsprung nahezu vollständig vom Generator G_1 aufgenommen wird, wodurch dessen Frequenz um Δf_{m_1} stark abnimmt. Die folgende Entlastung des Generators G_1 für $t > 0{,}5$ s bewirkt eine Leistungsumverteilung, so daß sich nun der nächstgelegene Generator G_2 verstärkt an der Deckung des Verbraucherlastsprunges beteiligt. Seine Drehzahl sinkt um Δf_{m_2} ab. Danach übernimmt der ferngelegene Generator G_3 die zusätzliche Verbraucherleistung. Seine Drehzahl sinkt um Δf_{m_3} nach einer Gesamtverzögerungszeit von 0,7 s ebenfalls ab. Durch das Eingreifen der Primärregler gehen die Frequenzen nach ca. 15 s in einen neuen stationären Mittelwert über, der niedriger liegt als der alte.

Aus den Leistungs- und Frequenzverläufen der Generatoren G_1 und G_2 ist ersichtlich, daß die Ausgleichsvorgänge zwischen diesen beiden Generatoren, im Zeitbereich $t = 0 \ldots 6$ s stark durch eine Schwingung mit der Periodendauer $T_3 = 1{,}8$ s geprägt sind. Für $t > 6$ s schwingen beide Maschinen gleichpha-

sig gegenüber dem größeren Generator G_3. Die Periodendauer beträgt dabei T_4 = 3,9 s.

In Tabelle 6.1 sind die mit Hilfe einer Modalanalyse berechneten Teilvorgänge (Modi) dieses Modellnetzes zusammengestellt.

Teil-vorgang	Schwingungs-zeit	frequenz	Dämpfungs-ziffer $-\sigma$	Beteiligung der Generatoren G_1	G_2	G_3
1	11,9s	0,08Hz	0,35/s	1	1	1
2	-		0,29/s	1	1	1
3	1,8s	0,56Hz	0,39/s	7,1	7,7	1
4	3,9s	0,26Hz	0,12/s	1,4	0,87	1

Tabelle 6.1 Zusammenstellung der berechneten Teilvorgänge (Modi) des Modellnetzes nach /D6/

Die Tabelle weist neben den Periodendauern der Eigenschwingungen (Teilv. 1,3,4) deren negativen Realteil, die Dämpfungsziffer σ aus. Es sind auch die Zeitkonstante einer Exponentialfunktion (Teilv. 2) und die Werte der Eigenvektoren angegeben, die die Beteiligung der einzelnen Generatoren an diesen Teilvorgängen in Bezug zum Generator G_3 beschreiben. Gleich stark sind alle Generatoren an den Teilvorgängen 1 und 2 beteiligt, die zusammen den Grundanteil des Frequenzverlaufs prägen. Sie entsprechen der von HAN /D16/ gefundenen analytischen Lösung für das Schwingungsverhalten regelmäßig vermaschter Netze.

Unterschiedlich stark tragen die Generatoren zum Pendelanteil der Frequenz bei, dessen Eigenfrequenzen Teilvorgang 3 und 4 bestimmen. Zum Beispiel ist die Beteiligung des Generators G_3 an der Eigenschwingung mit der Periodendauer T_3 = 1,8 s 7,1 bzw. 7,7 mal kleiner als die der Generatoren G_1 bzw. G_2. Aus diesem Grunde läßt sich die Teilnahme des Generators G_3 an dieser Eigenschwingung aus den Signalverläufen des Bildes 6.4 kaum herauslesen. Die Eigenfrequenzen des Pendelanteils sind

mit 0,26 Hz und 0,56 Hz relativ niedrig gewählt und gelten für größere Teilnetze. In welchen Bereichen die Eigenfrequenzen variieren können, läßt sich über einen einfachen Ansatz abschätzen, der im Anhang A näher beschrieben ist.

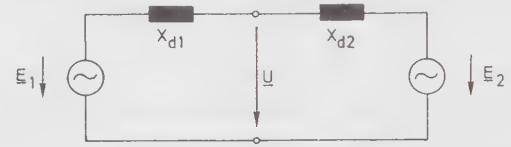


Bild 6.5 Ersatzschaltplan zur einfachen Bestimmung von Eigenfrequenzen

Geht man von zwei direkt gekoppelten, ungedämpften Synchrongeneratoren aus, kann man über die Bewegungsgleichungen, die im Arbeitspunkt linearisiert sind, und über die Betrachtung des Kleinsignalverhaltens die Gleichung für die Eigenfrequenz des Generators 1 aufstellen

$$f_1 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{\omega_n}{T_{a1}}\frac{\cos\vartheta_0}{\sin\vartheta_n}}\cdot\sqrt{\frac{1+\frac{T_{a1}}{T_{a2}}\frac{S_{n1}}{S_{n2}}}{1+\frac{S_{n1}}{S_{n2}}}} \qquad \text{(A9)}$$

Der erste Wurzelausdruck enthält die Eigenfrequenz des Generators 1, die sich bei Kopplung mit dem starren Netz ($S_{n2} \rightarrow \infty$) einstellt - der zweite Wurzelausdruck wird dafür Eins. Er gibt den Einfluß von Anlaufzeitkonstante T_{a2} und Scheinleistung S_{n2} des Generators 2 wieder. Ersichtlich ist, daß er nur für unterschiedliche Anlaufzeitkonstanten ungleich eins ist.

Nimmt man an, daß die Anlaufzeitkonstanten zwischen 5 und 20 s und der Polradwinkel zwischen 10° und 70° variieren kann, ergibt sich mit einem Nennpolradwinkel 40° ein Pendelfrequenzbereich von ca. 0,4 bis 1,6 Hz[1]. Die schnelleren

[1] HAN gibt aus Berechnungen mit einem genaueren Modell in /D16 S.104/ Zahlenwerte von 0.2 bis 0.7 Hz für den Eigenfrequenzbereich an.

Schwingungen werden dabei in starken Netzen von Turbosätzen mit kleinem T_a verursacht. Die langsameren Schwingungen stammen z.B. von Wasserkraftgeneratoren mit größeren Anlaufzeitkonstanten. Durch Ansatz von zwei verschiedenen Pendelfrequenzen kann man diese Bandbreite im Netzmodell berücksichtigen. Im folgenden wurde mit den Werten aus Tabelle 6.1 gerechnet. Erst im Abschnitt 8 werden für Messungen an einem kleineren Modellnetz nach Bild 8.8 höherfrequente Pendelungen angesetzt.

Die freien Bewegungen $\Delta\varphi_{p_1}(t)$, $\Delta\varphi_{p_2}(t)$ und $\Delta\varphi_{p_3}(t)$ der drei Generatorpolräder entstehen durch Überlagerung aller vier Teilvorgänge des Systems. In mathematischer Form kann man für die freien Polradbewegungen der drei Generatoren schreiben

$$\begin{bmatrix} \varphi_{p_1}(t) \\ \varphi_{p_2}(t) \\ \varphi_{p_3}(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\alpha_1 \begin{bmatrix} l_{11} \\ l_{21} \\ l_{31} \end{bmatrix} e^{\lambda_1 t}}_{\text{Teilvorgang 1}} + \underbrace{\alpha_2 \begin{bmatrix} l_{12} \\ l_{22} \\ l_{32} \end{bmatrix} e^{\lambda_2 t}}_{\text{Teilvorgang 2}}$$

$$+ \underbrace{\alpha_3 \begin{bmatrix} l_{13} \\ l_{23} \\ l_{33} \end{bmatrix} e^{\lambda_3 t}}_{\text{Teilvorgang 3}} + \underbrace{\alpha_4 \begin{bmatrix} l_{14} \\ l_{24} \\ l_{34} \end{bmatrix} e^{\lambda_4 t}}_{\text{Teilvorgang 4}} \quad . \qquad 6.12$$

Dabei ist λ_i (i = 1,2,3,4) entweder ein konjugiert komplexes Zahlenpaar $\lambda_i = \sigma_i + j\Omega_i$, und beschreibt damit eine Teilschwingung mit der Periodendauer $T_i = 2\pi/\Omega_i$ und der Dämpfungsziffer σ_i, oder eine reelle Konstante, und gibt damit einen Teilvorgang in Form einer Exponentialfunktion an. Alle Werte λ_i werden als **Eigenwerte** des Systems bezeichnet. Die Vektoren l_i sind die **Eigenvektoren** des Systems und enthalten die Information darüber, in welchem Verhältnis sich die einzelnen Generatorpolräder untereinander an dem jeweiligen Teilvorgang i beteiligen. Die Konstanten α_i sind durch die gegebenen Anfangsbedingungen $\varphi_{pi}(0)$ zu bestimmen.

Ein Frequenzverlauf Δf_{mi} aus Bild 6.4 setzt sich also aus einem Grundanteil, bedingt durch das Eingreifen der Frequenzregler, und einem Pendelanteil zusammen, der von den Polradschwingungen der Generatoren verursacht wird.
Im vorliegenden Fall gilt:

$$\Delta f_{mi}(k) = f_G(k) + f_P(k) \qquad 6.13$$

mit

$$f_G(k) = a_1(e^{-d_1 kT}\cos(2\pi kT/T_1) - e^{-kT/T_2}) + a_2(1-e^{-kT/T_2}) \qquad 6.14$$

$$f_P(k) = -a_3 e^{-d_3 kT}\sin(2\pi kT/T_3) - a_4 e^{-d_4 kT}\sin(2\pi kT/T_4). \qquad 6.15$$

Die Schrittweite T ist reziprok zur Abtastfrequenz f_a. Die unterschiedlichen trigonometrischen Funktionen in $f_G(k)$ bzw. $f_P(k)$ und die gemeinsame Amplitude in $f_G(k)$ ergeben sich aus der geforderten Stetigkeit des Frequenzverlaufes. Die Amplitude a_1 beschreibt, wie stark das Netz nach einem Lastsprung in der Frequenz nachgibt. Die Amplitude a_2 gibt die bleibende Frequenzabweichung an, die als Regelfehler vom Proportionalverhalten der Primärregelung verursacht und erst längerfristig von der überlagerten Sekundärregelung korrigiert wird. Die verschiedenen Einflüsse der einzelnen Pendelfrequenzen auf die Gesamtfrequenz werden von a_3 und a_4 festgelegt.
Eine typische Frequenzpendelung ist im Bild 6.6 vergrößert dargestellt. Der Frequenzgrundanteil wurde gestrichelt gezeichnet.

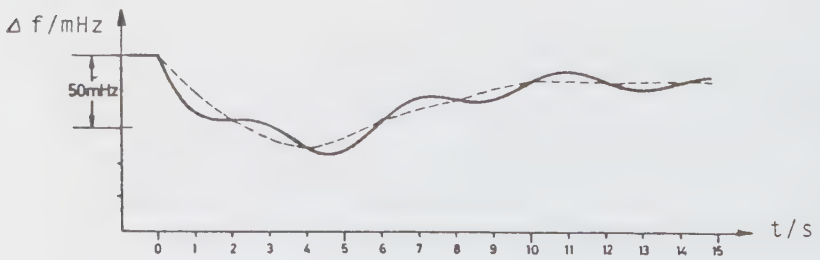


Bild 6.6: Frequenzpendelung

6.2.2 Numerische Nachbildung des Prozeßmodells

Wie bereits in Kap. 6.1 erläutert, stellt das Energieversorgungsnetz einen dynamischen Prozeß dar
mit
dem **Eingangssignalvektor** $\mathbf{u}(k) \hat{=}$ bekannte Leistung im Zweig i
dem **Störsignalvektor** $\mathbf{r}(k) \hat{=}$ unbekannte Leistungen in allen anderen Zweigen
und der **Ausgangsgröße** $y(k) \hat{=}$ Frequenz.

Durch Leistungsbilanzänderungen am Eingang treten am Ausgang Frequenzänderungen auf, die in einen Frequenzgrundanteil und einen Frequenzpendelanteil aufgespalten werden können.

Die Zeitfunktionen der Frequenzanteile sind mit den Gleichungen 6.14f beschrieben. Sie stellen die Übergangsfunktion der Strecke auf eine Anregung dar. Die Systemmatrix und die Eingangs- und Ausgangsvektoren des Prozesses lassen sich daraus aufstellen, wenn man die Funktionen in den z-Bereich transformiert und anschließend die Anregung herauszieht, so daß die Streckenübertragungsfunktion übrigbleibt.

Als Struktur wählt man dabei zweckmäßig die 4. kanonische Form, die es erlaubt, die Gesamtübertragungsfunktion des Prozesses in zwei Teilübertragungsfunktionen $H_G(z)$ und $H_P(z)$ aufzuspalten, so daß gilt:

$$y(k) = y_G(k) + y_P(k)$$

mit

$y_G(k)$ = Grundanteil der Frequenz

$y_P(k)$ = Pendelanteil der Frequenz.

Die Struktur der Übertragungsfunktion ist in Bild 6.7 dargestellt:

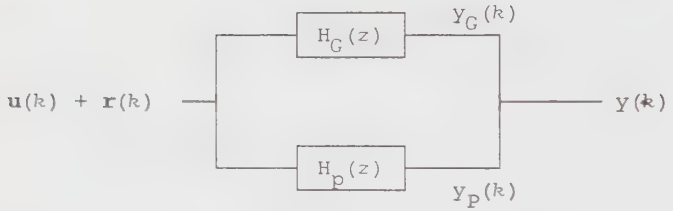


Bild 6.7: Struktur der Prozeß-Übertragungsfunktion

Die zwei Übergangsfunktionen lassen sich durch Blick in die entsprechenden Tabellen schnell in z übertragen.

$$y_G(k) = a_1(e^{-d_1 kT}\cos(2\pi kT/T_1) - e^{-kT/T_2}) + a_2(1-e^{-kT/T_2})$$
$$= a_1(\quad z_1^k\cos(\tau_1 k) \quad - \quad z_2^k \quad) + a_2(1 - z_2^k \quad) \qquad 6.16$$

$$\downarrow \quad \text{z-Transformation}$$

$$Y_G(z) = a_1\left(\frac{z(z - z_1\cos\tau_1)}{z^2 + 2z_1 z\cos\tau_1 + z_1^2} - \frac{z}{z - z_2}\right)$$
$$+ a_2\left(\frac{z}{z - 1} - \frac{z}{z - z_2}\right) \qquad 6.17$$

Für konstante Anteile werden die Abkürzungen z_v und τ_v eingeführt.

$$f_P(k) = -a_3 e^{-d_3 kT} \sin(2\pi kT/T_3) - a_4 e^{-d_4 kT} \sin(2\pi kT/T_4)$$

$$= -a_3 z_3^k \sin(\tau_3 k) - a_4 z_4^k \sin(\tau_4 k) \qquad 6.18$$

↓ z-Transformation

$$Y_P(z) = -a_3 \frac{z\, z_3 \sin\tau_3}{z^2 + 2z_3 z\cos\tau_3 + z_3^2} - a_4 \frac{z\, z_4 \sin\tau_4}{z^2 + 2z_4 z\cos\tau_4 + z_4^2} \qquad 6.19$$

Da sich die transformierten Übergangsfunktionen aus der Multiplikation der Übertragungsfunktion mit der Anregefunktion ergeben, können die Übertragungsfunktionen aus

$$H_G(z) = Y_G(z) \,/\, U(z)$$
$$H_P(z) = Y_P(z) \,/\, U(z) \qquad 6.20$$

bestimmt werden.

Für die Modellbildung gibt es verschiedene Möglichkeiten für die Anregefunktion U(z), wobei sich zwei als besonders sinnvoll erweisen.

Nimmt man an, daß das System durch eine sprungförmige Änderung der Energiebilanz im Netz die Übergangsfunktionen erzeugt, so muß man

$$U(z) = \frac{z}{z - 1} \qquad 6.21$$

ansetzen. Die Transformation wird dann **"sprunginvariant"** genannt, weil bei sprungförmiger Anregung des diskreten Systems in den Abtastpunkten dieselben Werte erzielt werden wie in der analogen Übergangsfunktion.

Aus der sprunginvarianten Transformation folgt aber, daß die Störgrößen $r(k)$ nicht verschwinden und somit der Beobachter für bleibende Störgrößen nach Kapitel 6.1.1 eingesetzt werden muß.

Als zweite Möglichkeit denkt man sich das System durch einen Impuls angeregt. Das führt zur "**impulsinvarianten**" Transformation mit

$$U(z) = T \qquad 6.22$$

und einem Prozeßmodell, das durch einen zusätzlichen Integrator eine Ordnung höher ist als das erste. Da Impulse keinen stationären Anteil haben, bleiben nach Kap. 6.1 auch keine stationären Beobachtungsfehler.

In allgemeiner Form kann man die erhaltenen Übertragungsfunktionen 2. Grades folgendermaßen darstellen:

$$H(z) = \frac{b_{2\upsilon}z^2 + b_{1\upsilon}z + b_{0\upsilon}}{c_{2\upsilon}z^2 + c_{1\upsilon}z + c_{0\upsilon}} + \frac{b_{2\mu}z^2 + b_{1\mu}z + b_{0\mu}}{c_{2\mu}z^2 + c_{1\mu}z + c_{0\mu}} \quad . \qquad 6.23$$

Durch Koeffizientenvergleich erhält man für die Grundanteilübertragungsfunktion $H_G(z)$

sprunginvariant	$H_G(z)$	impulsinvariant
System 1:		
$b_{21} = a_1$		$b_{21} = a_1 T$
$b_{11} = -a_1(1 + z_1 \cos\tau_1)$		$b_{11} = -a_1 T z_1 \cos\tau_1$
$b_{01} = a_1 z_1 \cos\tau_1$		$b_{01} = 0$
$c_{21} = 1$		$c_{21} = 1$
$c_{11} = 2z_1 \cos\tau_1$		$c_{11} = 2z_1 \cos\tau_1$
$c_{01} = z_1^2$		$c_{01} = z_1^2$
System 2:		
$b_{22} = 0$		$b_{22} = -a_1 T$
$b_{12} = -a_1$		$b_{12} = a_1 T + a_2 T(1 - z_2)$
$b_{02} = a_1 + a_2(1 - z_2)$		$b_{02} = 0$
$c_{22} = 0$		$c_{22} = 1$
$c_{12} = 1$		$c_{12} = -(1 + z_2)$
$c_{02} = -z_2$		$c_{02} = z_2$

Tabelle 6.2: Koeffizienten der Grundanteilübertragungsfunktion $H_G(z)$ durch sprunginvariante bzw. impulsinvariante Transformation

Für die Pendelanteilübertragungsfunktion ergeben sich die Koeffizienten zu

sprunginvariant $H_p(z)$	impulsinvariant
System 3:	
$b_{23} = 0$	$b_{23} = 0$
$b_{13} = -a_3 z_3 \sin\tau_3$	$b_{13} = -a_3 T z_3 \sin\tau_3$!
$b_{03} = a_3 z_3 \sin\tau_3$	$b_{03} = 0$!
$c_{23} = 1$	$c_{23} = 1$
$c_{13} = 2 z_3 \cos\tau_3$	$c_{13} = 2 z_3 \cos\tau_3$
$c_{03} = z_3^2$	$c_{03} = z_3^2$
System 4:	
$b_{24} = 0$	$b_{24} = 0$
$b_{14} = -a_4 z_4 \sin\tau_4$	$b_{14} = -a_4 T z_4 \sin\tau_4$!
$b_{04} = a_4 z_4 \sin\tau_4$	$b_{04} = 0$!
$c_{24} = 1$	$c_{24} = 1$
$c_{14} = 2 z_4 \cos\tau_4$	$c_{14} = 2 z_4 \cos\tau_4$
$c_{04} = z_4^2$	$c_{04} = z_4^2$

Tabelle 6.3: Koeffizienten der Pendelanteilübertragungsfunktion $H_p(z)$ durch sprunginvariante bzw. impulsinvariante Transformation

Bemerkenswert ist, daß das System 2 bei impulsinvarianter Transformation eine Ordnung höher wird als bei sprunginvarianter Transformation. Dadurch erhöht sich die gesamte Modellordnung. Dieser Effekt läßt sich auch so interpretieren, daß bei impulsinvarianter Transformation der anregende Impuls erst in der Strecke durch ein zusätzliches System zu einem Sprung integriert wird.

6.2.3 Darstellung der Prozeß-Übertragungsfunktion

Weil es der physikalischen Vorstellung besser entspricht, wird im folgenden angenommen, daß Sprungfunktionen den Prozeß zu den betrachteten Übergangsfunktionen anregen.
Die in $H_G(z)$ in den Teilfunktionen über b_{21} und b_{12} enthaltenen Durchgriffe der Eingangsfunktion auf den Ausgang heben sich in der Summe auf, so daß sie durch Ausklammern gleich eliminiert werden können.
Aus den berechneten Teilübertragungsfunktionen ergibt sich der Signalflußgraph des Prozesses nach Bild 6.8:

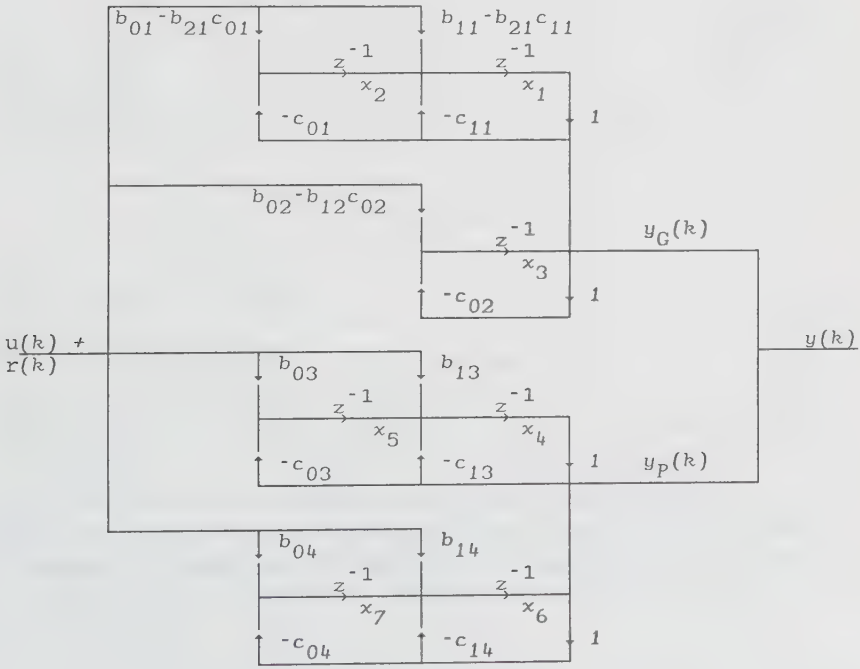


Bild 6.8: Signalflußgraph des Prozeßmodells

Es erfolgt eine Aufspaltung der Frequenz $y(k)$ in Frequenzgrundanteil $y_G(k)$ und Frequenzpendelanteil $y_P(k)$.

In Matrizenschreibweise ergibt sich für die Zustandsgleichungen des Prozesses:

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \\ x_3(k+1) \\ x_4(k+1) \\ x_5(k+1) \\ x_6(k+1) \\ x_7(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -c_{11} & 1 & & & & & \\ -c_{01} & 0 & & \mathbf{0} & & & \\ & & -c_{02} & & & & \\ & & & & -c_{13} & 1 & \\ & & & & -c_{03} & 0 & \\ & \mathbf{0} & & & & & -c_{14} \quad 1 \\ & & & & & & -c_{04} \quad 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \\ x_4(k) \\ x_5(k) \\ x_6(k) \\ x_7(k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} b_{11}-b_{21}c_{11} \\ b_{01}-b_{21}c_{01} \\ b_{01}-b_{12}c_{02} \\ b_{13} \\ b_{03} \\ b_{14} \\ b_{04} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} (u(k)+r(k))$$

$$y(k) = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \\ x_4(k) \\ x_5(k) \\ x_6(k) \\ x_7(k) \end{bmatrix} \tag{6.24}$$

Zur Berechnung der Prozeßausgangsgröße $y(k)$ kann also entweder die Summe der Übertragungsfunktionen $H_G(z)$ und $H_P(z)$ oder das Zustandsgleichungssystem 6.24 herangezogen werden.

6.2.4 Entwurf des Prozeßbeobachters

Zum Entwurf des Beobachters sind alle Verfahren geeignet, die aus der Zustandsregelung bekannt sind. Hier wird der Entwurf durch Polvorgabe gewählt, weil er einfach zu handhaben ist und die Ergebnisse später leicht optimiert werden können.

Wie in Kap 6.1 erläutert, darf die charakteristische Gleichung des Beobachters

$$\text{Det } (z\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{HC}) = (z-z_1)(z-z_2) \ldots (z-z_m) = \tag{6.25}$$

$$= b_m z^m + b_{m-1} z^{m-1} + \ldots + b_0 = \sum_{\nu=0}^{m} b_\nu z^\nu = 0$$

nur Wurzeln $|z_i| < 1$, $i = 1,2,\ldots,m$ besitzen, d.h. der Beobachter hat nur stabile Pole. Die Lage der Pole kann durch den Rückführvektor **H** beeinflußt werden. Die Koeffizienten b_ν der charakteristischen Gleichung sind eine Funktion

$$b_\nu = f(h_\mu) \qquad \begin{matrix} \nu = 0,\ldots,m-1 \\ \mu = 1,\ldots,m \end{matrix}$$

der Elemente h_μ von **H**.

Die Ordnung des Beobachters ist durch den Ansatz für das Streckenmodell bestimmt. Legt man das impulsinvariant transformierte Prozeßmodell zugrunde, so kann direkt der Einheitsbeobachter verwendet werden, der, wie das Prozeßmodell, achter Ordnung ist. Betrachtet man das sprunginvariant transformierte Prozeßmodell siebter Ordnung, so muß aus erläuterten Gründen der Beobachter für bleibende Störgrößen angesetzt werden, dessen Ordnung eins höher ist als die Strecke, also wiederum acht.

Zur Berechnung des Rückführvektors müssen nun die Polvorgaben formuliert werden.

In ihrer Wahl ist man zwar frei, sinnvoll erscheinen aber drei konjugiert komplexe und zwei reelle Pole. Die rechte Seite der Bestimmungsgleichung lautet dann

$$(z-z_1)(z-z_1^*)(z-z_2)(z-z_2^*)(z-z_3)(z-z_3^*)(z-z_4)(z-z_5) = \sum_{\nu=0}^{8} k_\nu z^\nu \quad . \tag{6.26}$$

Die Koeffizienten k_ν des Polynoms sind abhängig von den gewünschten Pollagen z_ν . Durch Koeffizientenvergleich von linker und rechter Seite, d.h. Vergleich aller b_ν mit entsprechendem k_ν, können nun die Elemente des Rückführvektors **H** berechnet werden. Es entsteht nach /D7/ ein Gleichungssystem achter Ordnung der Form

$$\mathbf{U \cdot H = V} \quad , \tag{6.27}$$

das numerisch gelöst werden muß. Der Vektor **H** ist der Rückführvektor des Beobachters, die Matrix **U** enthält die Koeffizienten der h_μ aus Gl. 6.25 , und die rechte Seite **V** besteht aus der Summe der von den h_μ unabhängigen Termen der b_ν sowie den Koeffizienten k_μ.

Das Berechnen der charakteristischen Gleichung in Abhängigkeit von den Elementen der Matrix **A** und den Vektoren **H** und **C** und das Aufstellen des Gleichungssystems sind wegen der Größe des betrachteten Systems relativ aufwendig. Zur Unterstützung empfiehlt sich, ein Programm zur symbolischen Lösung des Problems zu verwenden.[1]

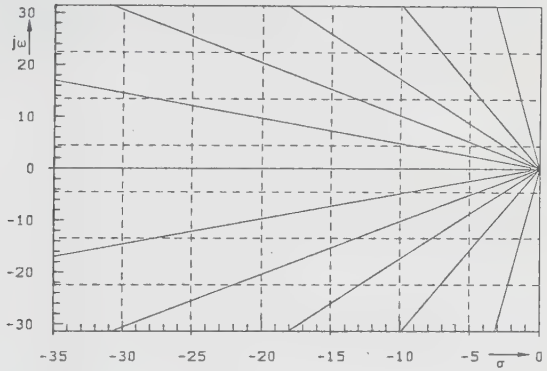
Zum Entwurf des Beobachters werden die Pole direkt in der z-Ebene vorgegeben. Sie müssen betragsmäßig kleiner eins sein, damit das System asymptotisch stabil ist. Das ist aber

---

[1] Am Regionalen Rechenzentrum Erlangen steht z.B. das Programmpaket REDUCE zur Verfügung, das hier benutzt wurde.

nur eine notwendige Bedingung für die Funktionsfähigkeit des Beobachters, die noch nichts über die Qualität der Einschwingvorgänge aussagt. Aus der analogen Regelungstechnik haben sich im Laufe der Zeit Erfahrungen angesammelt, wie sich Systeme bei bestimmter Pollage in der p-Ebene verhalten. Da es sinnvoll ist, diese Erfahrungen zu nutzen, sollen die Polvorgaben auch hier erst in der p-Ebene erfolgen und anschließend in die z-Ebene transformiert werden.

a) Pollage in p



b) Pollage in z

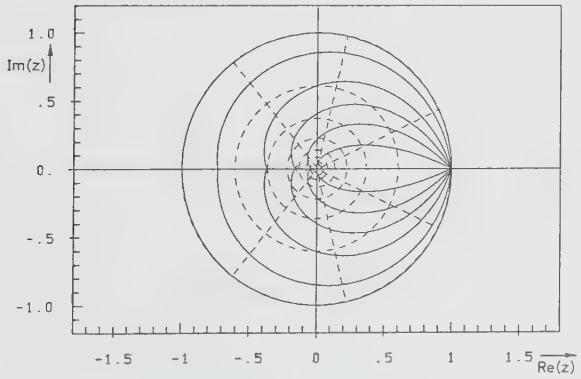


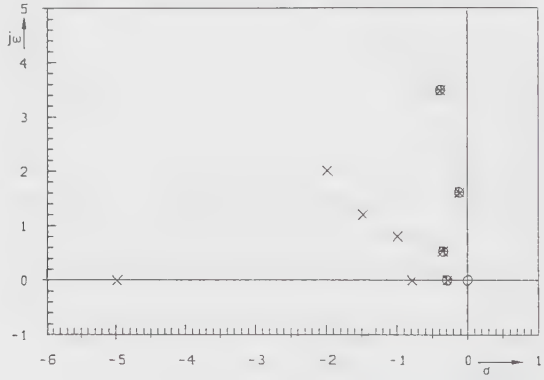
Bild 6.9 Linien konstanter Frequenz jω, konstanter Dämpfungsziffer σ und konstanter Dämpfung D in der p- und der z-Ebene, Abtastfrequenz f_a=10 Hz

Die p- und z-Ebene hängen über

$$z = e^{pT} \quad , \; p = \sigma + j\omega \; , \quad T = 1/f_a \qquad 6.28$$

zusammen. Entsprechend transformieren sich nach Bild 6.9 Linien konstanter Frequenz $j\omega$ in der p-Ebene zu Strahlen konstanten Winkels in der z-Ebene und Linien konstanter Dämpfungsziffer σ in p zu Kreisen konstanter Radien in z.
Linien konstanter Dämpfung $D = \frac{\sigma}{\sigma^2 + \omega^2}$ werden herzförmig in z abgebildet.

a) Pollage in p



b) Pollage in z

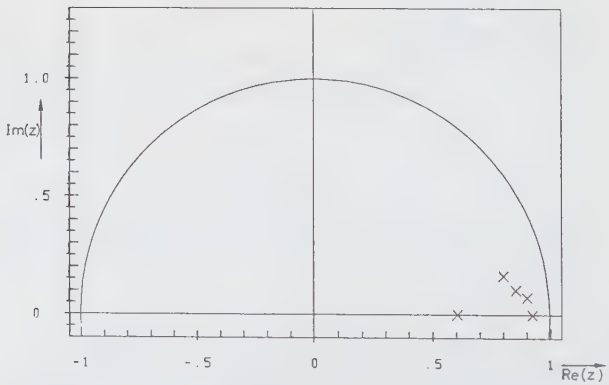


Bild 6.10 Pole der Strecke (*), des Streckenmodells (O) und des Beobachters (x)

In Bild 6.10 sind als Sternchen * die in Tabelle 6.1 zusammengestellten Pole der Strecke eingezeichnet. Sie sind die Eigenwerte der Systemmatrix **A**. Als Kreise werden die Pole des im Beobachter angenommenen Streckenmodells markiert. Sie liegen alle über den Sternchen, bis auf den Pol im Ursprung, der den zusätzlichen integralen Anteil des angesetzten Störgrößenbeobachters nach Abschn. 6.1.1 kennzeichnet. Diese Pole legt die Systemmatrix $\mathbf{A}^*$ des Beobachters fest. Dargestellt sind bei Polpaaren nur die Pole mit positivem Imaginärteil. Ihre konjugiert komplexen Gegenstücke wurden der Übersichtlichkeit halber weggelassen.

a) Frequenzsignal aus dem Netz

b) Grundanteil des Frequenzsignals

c) Pendelanteil des Frequenzsignals

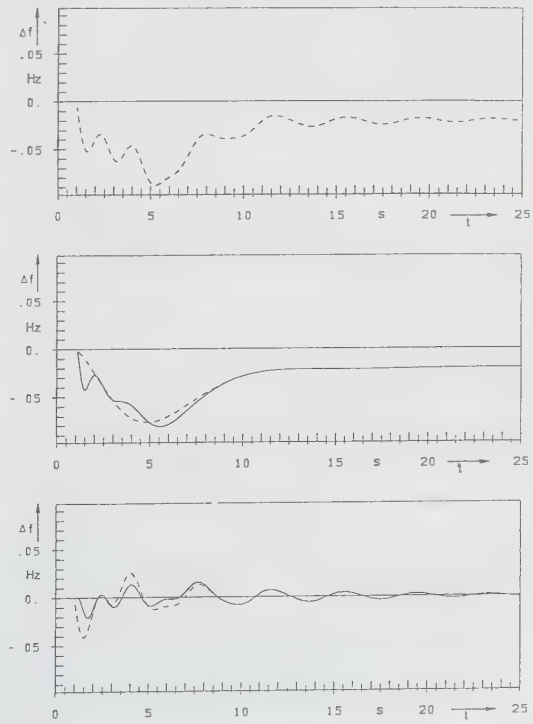


Bild 6.11 Einschwingverhalten des Beobachterfilters achter Ordnung im Zeitbereich, Pole wie in Bild 6.10, Abtastfrequenz f_a = 10 Hz

Die Pole des Beobachters sind mit x gekennzeichnet und werden nach folgenden Überlegungen vorgegeben:
Sie müssen "links der Streckenpole" liegen, damit der Beobachter schneller einschwingt als die Strecke und "gut gedämpft", d.h. unterhalb der Winkelhalbierenden angesiedelt sein, die die Dämpfung $1/\sqrt{2}$ beschreibt.

In Bild 6.11 ist ein Einschwingvorgang des so entworfenen Beobachterfilters gezeichnet. Bild 6.11a zeigt als gestrichelte Linie die Frequenzabweichung im Modellnetz nach einem Lastsprung. Dieses Signal dient als Eingangssignal des Beobachters. Es setzt sich aus dem in Bild 6.11b gestrichelt gezeichneten Grundanteil und dem in Bild 6.11c gestrichelt dargestellten Pendelanteil zusammen. Die gestrichelt gezeichneten Größen sind also die Vorgaben der Strecke, die möglichst vom Beobachter erreicht werden sollen.

Der Beobachter trennt das Eingangsssignal in die in den Bildern 6.11b,c durchgezogenen Kurven auf. Nach ca. 15 s sind die Ausgangssignale eingeschwungen und folgen den vorgegebenen Kurven exakt.

Ein Beispiel für sehr schnelles Einschwingen erhält man, wenn man alle Pole in der p-Ebene nach $-\infty$ und entsprechend in den Ursprung der z-Ebene verschiebt. Man spricht dann von einem "Deadbeat"-Verhalten. Der Beobachter schwingt optimal schnell ein, d.h. mit dem Produkt aus Abtastzeit und Ordnung.

Bild 6.12 zeigt diesen Einschwingvorgang und seine Nachteile. Zwar liegen die Beobachterausgangssignale schon nach wenigen Abtastschritten auf den Vorgaben, aber die Amplituden der Einschwingvorgänge sind sehr groß. Außerdem werden sehr hohe

Anforderungen an die Numerik des Rechners gestellt. Die Elemente des Rückführvektors **H** liegen in der Größenordnung 10^3 bis 10^8. Obwohl der verwendete Rechner mit 60 Bit eine sehr hohe Auflösung des Zahlenbereichs bietet, verursachen numerische Probleme beim Entwurf des Beobachters und bei Berechnung der Ausgangssignale die gegenüber der theoretisch möglichen um 3 Abtastschritte verlängerte Einschwingzeit.

a) Frequenzsignal aus dem Netz

b) Grundanteil des Frequenzsignals

c) Pendelanteil des Frequenzsignals

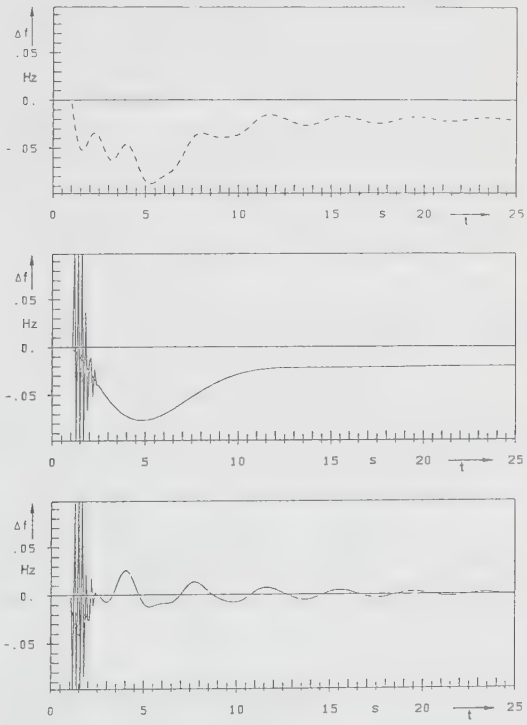


Bild 6.12 Einschwingverhalten des Beobachterfilters achter Ordnung im Zeitbereich, Deadbeat Dimensionierung, Abtastfrequenz f_a = 10 Hz

Die Ergebnisse aus den Bildern 6.11f zeigen das prinzipielle Funktionieren des Verfahrens. Sie lassen aber noch Wünsche offen bezüglich des Einschwingverhaltens. Um gerade nach Störfällen im Netz schnell und zuverlässig reagieren zu können, ist natürlich schnelles Einschwingen ohne großes Überschwingen des Beobachters erforderlich. Im folgenden soll deshalb versucht werden, über die Beeinflussung der Lage der Beobachterpole ein Optimum zwischen gut gedämpftem und schnellem Einschwingen zu finden.

6.3 Optimierung des Beobachterfilters

In den vorangegangenen Kapiteln wurde zur Analyse der Netzfrequenz ein Beobachter entworfen, der als Filter das Frequenzsignal in Pendelanteil und Grundanteil zerlegt. Das Einschwingverhalten des Filters wird durch die Lage der Beobachterpole bestimmt.

Aus der analogen Regelungstechnik können allgemeine Aussagen übernommen werden, die grundsätzliche Zusammenhänge zwischen Pollagen und Stabilität bzw. Einschwingverhalten eines Regelkreises erklären. "Optimale" Pollagen können aber nicht generell hergeleitet werden, weil jedes Optimum von der Definition einer Fehlerfunktion[1] abhängt, die je nach Anwendungsfall erheblich differieren kann, da unterschiedliche Anforderungen erfüllt werden müssen.

6.3.1 Bestimmung des Fehlerfunktionals zur Filterbeurteilung

Schon in Kapitel 5 wurde deutlich, daß das Einschwingverhalten im Zeitbereich das eigentlich wichtige Kriterium bei der Beurteilung von Filtern zur Frequenzanalyse ist. Nach Eintritt von Störungen oder Ausfällen im Netz soll die Meßeinrichtung sehr schnell auf die vorhandenen Pendelungen und Frequenzabweichungen einschwingen, um zuverlässige Meßwerte zu liefern, die weder zeitverschoben noch durch Einschwinger verfälscht sind.

In das Fehlerfunktional muß also die Abweichung zwischen den durchgezogenen und den gestrichelten Kurven der Bilder 6.11

---

[1] In der Fachliteratur wird auch oft der Begriff "Gütefunktional" verwendet. Da er aber impliziert, daß mit steigenden Funktionalwerten die Güte besser, d.h. der Fehler kleiner wird, soll er hier nicht verwandt werden, weil ja gerade das Gegenteil der Fall ist.

und 6.12 b,c eingehen. Sehr oft wird in solchen Fällen einfach das Fehlerquadrat zwischen beiden Funktionen gebildet. Dies kann zu Problemen führen, weil es ein unflexibles Kriterium darstellt. Günstiger ist es, den **Fehlerbetrag in jedem Abtastschritt** zu verwenden. Er kann in verschiedenen Zeitbereichen unterschiedlich gewichtet werden, bevor er in eine Fehlerfunktion eingeht. Diese Vorgehensweise erlaubt z.B. die Vorgabe eines Zeitpunktes, zu dem das Filter eingeschwungen sein soll. Dazu werden die Fehlerbeträge nach dem gewählten Zeitpunkt so hoch gewichtet, daß der später beschriebene Suchalgorithmus den Filtern ab dem Zeitpunkt nur noch sehr kleine Fehler erlaubt.

Da das Beobachterfilter über die Polvorgabe entworfen wird, sollten neben Vorschriften im Zeitbereich, die das Einschwingen des Filters beurteilen, noch Vorgaben für die Pole selbst aufgestellt werden. Zweckmäßigerweise geschieht das in der p-Ebene, weil sie dort wesentlich einfacher zu formulieren sind als in der z-Ebene .

Alle Beobachterpole müssen in der linken p-Halbebene angesiedelt sein, damit das Beobachterfilter stabil ist. Zusätzlich sollten die Pole einen gewissen Abstand von der imaginären Achse haben, um die Einschwingzeit zu begrenzen. Sie dürfen andererseits aber nicht **zu** weit links liegen, weil sonst eine Annäherung an den Deadbeat Entwurf stattfindet und die Überschwinger zu große Amplituden erhalten.

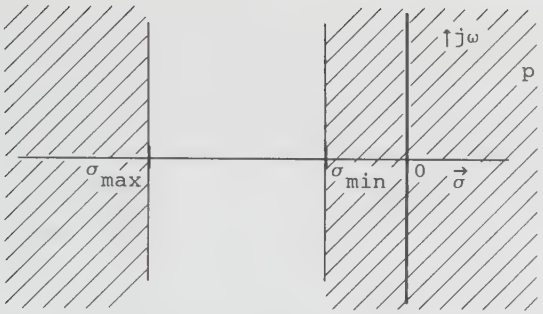


Bild 6.13 Polgrenzen in der p-Ebene

Die aufzustellende Fehlerfunktion in Abhängigkeit des Realteils der Pole sollte die harte Begrenzung der Pollagen nach Bild 6.13 nachvollziehen, aber auch stetig sein, um dem Optimierer keine Schwierigkeiten zu bereiten. Folgende Gewichtsfunktionen bieten sich an

$$f_{max} = \exp\left[\left(-\sigma - \sigma_{max}\right) / \rho_{max}\right]$$
$$f_{min} = \exp\left[\left(\sigma - \sigma_{min}\right) / \rho_{min}\right] \quad . \qquad 6.29$$

Die Konstanten σ_{min} und σ_{max} sind die gewünschte obere und untere Begrenzung für die Dämpfungsziffer, während ρ_{min} und ρ_{max} die Steilheit der Fehlerfunktion angeben.

Nach der Aufstellung der Kriterien muß nun noch ein Verfahren gewählt werden, das alle Fehlerwerte so zusammenfaßt, daß ein Optimieralgorithmus sie minimieren kann. Ein Weg wäre, die gewichtete Summe aller Fehlerwerte zu berechnen. Durch eine entsprechende Wahl der Gewichtsfaktoren können wichtige Eigenschaften stärker bewertet werden als andere.

HIPPE , WURMTHALER schreiben dazu in /L11/ :
Dieses Verfahren ermöglicht es, mehrere Anforderungen gleichzeitig zu erfüllen. Eine gezielte Verbesserung bestimmter Eigenschaften ist dennoch schwierig, weil die Erhöhung eines Gewichtsfaktors zwar zur Reduzierung des zugehörigen Gütemaßes führt, jedoch auf Kosten anderer und unter Umständen in unerwünschter Weise.
Diesen Nachteil konnten Kreisselmeier und Steinhauser durch Verwendung eines Gütevektors überwinden, dessen Komponenten die einzelnen Gütemaße bilden.
Obere Schranken für jede Komponente stellen dabei sicher, daß keine Regelkreiseigenschaft über diese Grenze hinaus verschlechtert wird. Damit ist eine zielgerichtete Beeinflussung unterschiedlicher Regelkreiseigenschaften möglich, ohne daß die Verbesserung bestimmter Eigenschaften eine unkontrollierte Verschlechterung anderer nach sich zieht.

Da dieses Verfahren der **Gütevektoroptimierung** unter anderem in /L11/ ausführlich beschrieben ist, soll hier nur kurz darauf eingegangen werden.

Wenn man annimmt, daß im Parametervektor **p** die Pollagen des Beobachters beschrieben werden, g_i der Fehlerwert jedes einzelnen Kriteriums ist und c_i seine obere Schranke darstellt, die nicht überschritten werden soll, so läßt sich über

$$\bar{\alpha}\,(\mathbf{p}) = \frac{1}{20}\,\ln\left[\sum_{i=1}^{n}\exp\left\{\,20\;g_i(\mathbf{p})\;/\;c_i(\mathbf{p}^{\circ})\,\right\}\right] \qquad 6.30$$

ein Funktionalwert berechnen, der n verschiedene Fehlerwerte zusammenfaßt und aufgrund der Exponentialfunktionen empfindlich auf ein Überschreiten der oberen Schranken reagiert. Die Anzahl der Fehlerwerte n hängt in diesem Fall von der Länge der betrachteten Übergangsfunktionen ab, deren Einschwingfehler minimiert werden sollen. Außerdem geht die Zahl der begrenzten Polrealteile in n ein. Für eine festgelegte Betrachtungszeit T_{max} und Abtastfrequenz f_a wird

$$n = 2f_a \cdot T_{max} + 2m \quad , \qquad 6.31$$

wobei in m reelle Pole voll und konjugiert komplexe Polpaare nur einfach berücksichtigt werden.

Zur Vorgehensweise schreiben HIPPE, WURMTHALER:
Die Aufgabe der Minimierung ist es nun, ausgehend von einem willkürlich festgelegten oder auch aufgrund von Vorüberlegungen voroptimierten Parametervektor $\mathbf{p}^o$ einen neuen Vektor $\mathbf{p}$ so zu finden, daß alle Gütemaße möglichst weit unter die Anfangsschranken $\mathbf{c}(\mathbf{p}^o)$ gedrückt werden. ...
Im Allgemeinen erreicht man im ersten Optimierungsschritt noch nicht die geforderten Eigenschaften, da $\mathbf{c}(\mathbf{p}^o)$ so gewählt werden muß, daß mit einem sicher nicht optimalen Startvektor $\mathbf{p}^o$ die Bedingung

$$\mathbf{g}(\mathbf{p}^o) \leq \mathbf{c}(\mathbf{p}^o)$$

erfüllt ist. Die Verbesserung der Regelkreiseigenschaften verlangt daher ein iteratives Vorgehen, bis schließlich die gestellten Anforderungen erfüllt sind, bzw. der beste Kompromiß im Rahmen des Möglichen erreicht ist.

6.3.2 Optimierung des Fehlerfunktionals mit Konjugierten Richtungen und Minimizing Step

Zur Minimierung von Fehlerfunktionen sind sehr viele verschiedene Optimierungsalgorithmen bekannt. Sie haben alle bestimmte Vor- und Nachteile. Ausgewählt wurde für die gestellte Aufgabe das Verfahren der "konjugierten Richtungen". Es ist in /L6/ ausführlich und mit weiteren Quellenverweisen beschrieben. Ein Vorteil des Verfahrens ist, daß die Gradienten des Funktionals nicht explizit bestimmbar sein müssen. Die Suchrichtungen werden nur aus den Werten des Fehlerfunktionals bestimmt, wobei der Startvektor mit den Koordinatenrichtungen vorbelegt ist. Voraussetzung zu diesem Verfahren ist die jeweilige Bestimmung des Minimalpunktes. Die Richtungsvektoren müssen voneinander linear unabhängig sein. Das Verfahren neigt jedoch dazu, näherungsweise linear abhängige Richtungen zu erzeugen, so daß es für eine größere Variablenzahl nicht verwendbar ist.

Da im vorliegenden Fall nur acht Pollagen optimiert werden müssen, und andere Verfahren wegen der schwierigen Berechnung

der Gradienten nur schlecht einsetzbar sind, wurde es trotz der Bedenken und - im Endeffekt - mit Erfolg angewendet. Allerdings wird, um ein Verfehlen des Minimums wegen linear abhängiger Suchrichtungen in den letzten Schritten zu vermeiden, das Verfahren nach Beendigung des ersten Suchlaufes nochmal mit seinen Ergebnissen als Anfangsvektor gestartet. Wenn die vorgegebenen Abbruchkriterien die Optimierung nach wenigen Schritten wieder stoppen, ist ein wirkliches Minimum erreicht.

Neben der **Richtung** muß auch die **Schrittweite** der Optimumsuche bestimmt werden. Dies geschieht mit quadratischer Interpolation, die unter dem Namen "Minimizing Step" bekannt ist (siehe /L6/). Sie geht davon aus, daß das Fehlerfunktional sich in der vorgegebenen Richtung wie eine Funktion zweiter Ordnung verhält, und bestimmt aus drei Werten einen angenäherten Funktionsverlauf, dessen Minimum analytisch berechnet wird.

6.3.3 Ergebnisse der Optimierung

Ausgehend von den Pollagen aus Bild 6.10 und den dazu gehörigen Einschwingvorgängen in Bild 6.11 wurde mit den beschriebenen Verfahren in mehreren Schritten, in denen die oberen Schranken des Fehlervektors korrigiert wurden, eine Verbesserung des Einschwingverhaltens des Beobachterfilters nach Bild 6.14 erreicht. Der betrachtete Zeitraum beträgt 25 s, wobei der die Strecke anregende Sprung erst nach 1 s auftritt. Die vom Beobachterfilter erzeugten durchgezogenen Kurven liegen jetzt fast auf den gestrichelt gezeichneten Anteilen des Streckenausgangsssignals.

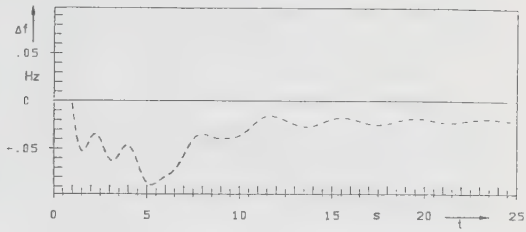
Die oberen Schranken werden im letzten Optimierungsschritt so gewählt, daß die Betragsdifferenz zwischen den gestrichelten und durchgezogenen Kurven im ersten Drittel der Zeitfunktion 13 mHz nicht überschreitet. Für das zweite und dritte Drittel ab 8,4 s wird nur 3 mHz zugelassen.

Die Polschranken liegen bei

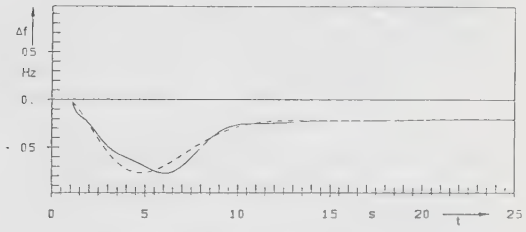
$\sigma_{min} = -0,05$ $\rho_{min} = 0,5$

$\sigma_{max} = -20,0$ $\rho_{max} = 2,0$.

a) Frequenzsignal aus dem Netz



b) Grundanteil des Frequenzsignals



c) Pendelanteil des Frequenzsignals

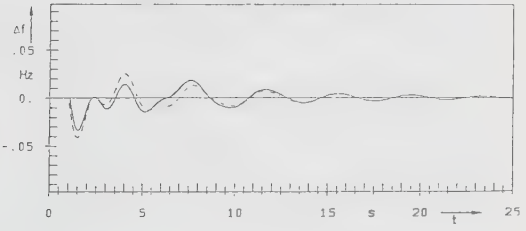


Bild 6.14 Einschwingvorgang des optimierten Beobachterfilters achter Ordnung

Der Optimierer verschob die Pole in der p-Ebene in folgende Lagen

$p_{1,2} = -2,45 \pm 0,00$

$p_{3,4} = -0,52 \pm 1,42$

$p_{5,6} = -0,39 \pm 1,06$

$p_7 = -19,72$

$p_8 = -0,14$.

Beim Vergleich des Bildes 6.14 mit Bild 6.11, kann man feststellen, daß durch die Verschiebung der Pollagen des Beobachters tatsächlich eine Verbesserung im Einschwingverhalten erreicht wird. Das nur wenig verschlechterte Einschwingverhalten für größere Zeiten wird bewußt in Kauf genommen, da sich für die ersten Sekunden das Einschwingverhalten des Filters erheblich verbessert. Darauf wird Wert gelegt, weil nach Auftritt von Störungen im Netz insbesondere der Frequenzgrundanteil schon in den ersten Sekunden relativ genau gemessen werden soll, um zuverlässige Entscheidungsgrundlagen zur Einleitung von Gegenmaßnahmen zur Verfügung zu stellen.

6.4 Ordnungsreduktion des Beobachterfilters

Der bisher zur Pendelanalyse verwendete Einheitsbeobachter ist achter Ordnung, weil je nach Streckenmodellierung entweder die zu beobachtende Strecke selbst achter Ordnung ist oder der hinzugefügte integrale Anteil den Beobachter um eins auf achte Ordnung erweitert.

Der Aufwand zur Berechnung eines Gleichungssystems achter Ordnung mit Gleitkommaarithmetik und in Echtzeit ist beträchtlich; deshalb versucht man eine Ordnungsreduktion zu erreichen, um gleiche oder womöglich bessere Einschwingvorgänge zu erzielen. Dafür soll der Aufwand beim optimierenden Entwurf des Filters durch Erweiterung des Fehlerfunktionals um zusätzliche Kriterien erhöht werden.

Abschnitt 6.1.1 stellt einen Beobachter vor, der auch bei bleibenden Störgrößen keinen stationären Beobachtungsfehler produziert. Er wird in den darauf folgenden Abschnitten zur Frequenzanalyse verwandt, weil **sprungförmige** Leistungsänderungen das angesetzte Streckenmodell anregen, was zu bleibenden Störgrößen führt.

Bild 6.15 veranschaulicht, daß für diesen Modellansatz der erweiterte Beobachter nach Abschn. 6.1.1 notwendig ist. Zur Bestimmung von Frequenzgrundanteil und -pendelanteil wird der Einheitsbeobachter siebter Ordnung verwendet. Er enthält keinen integralen Anteil und erzeugt damit bei bleibenden Störgrößen stationäre Beobachtungsfehler und Abweichungen der Meßwerte von den Vorgaben.

Dieser Effekt läßt sich auch im Frequenzbereich über die Betragsübertragungsfunktionen der Teilfilter darstellen.

6.4.1 Berechnung der Übertragungsfunktionen und Frequenzgänge der Teilfilter

Für das Beobachterfilter als Parallelschaltung von Grundanteilfilter (Tiefpaß) und Pendelanteilfilter (Hochpaß) erhält man die Übertragungsfunktionen auf folgendem Weg: Gleichung 6.3 wird nicht als Differenzengleichung geschrieben, sondern z-transformiert. Der Eingangsvektor $\mathbf{u}(k)$ wird zu null gesetzt. Es ergibt sich für das zu Beginn in Ruhe befindliche System /L20/

$$z\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{X}} + \mathbf{H}(Y - \hat{Y}) \quad . \qquad 6.32$$

a) Frequenzsignal aus dem Netz

b) Grundanteil des Frequenzsignals

c) Pendelanteil des Frequenzsignals

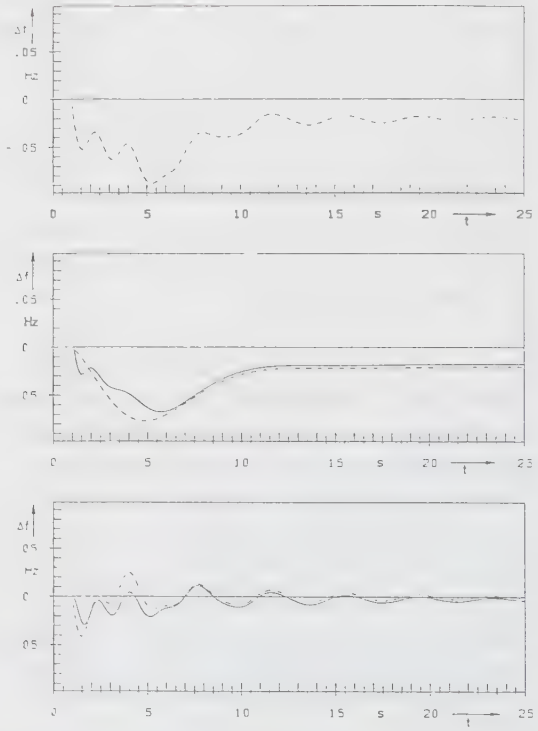


Bild 6.15 Einschwingverhalten des Beobachterfilters siebter Ordnung im Zeitbereich mit stationären Beobachtungsfehlern, Abtastfrequenz f_a=10 Hz

Damit die Signale Y_P und Y_G explizit im Gleichungssystem erscheinen, wird $\hat{Y}$ nicht über $\mathbf{C}\hat{\mathbf{X}}$, sondern über die Gleichungen

$$\begin{aligned} \hat{Y} &= Y_P + Y_G \\ Y_G &= \hat{X}_1 + \hat{X}_3 \\ Y_P &= \hat{X}_4 + \hat{X}_6 \end{aligned} \qquad 6.33$$

berechnet, die sich aus dem Signalflußgraphen nach Bild 6.8 aufstellen lassen.

Wird Gleichung 6.32 mit 6.33 ergänzt, erhält man ein Gleichungssystem zehnter Ordnung der Form

$$\mathbf{E}\overset{\circ}{\mathbf{X}} = \mathbf{H}Y \qquad 6.34$$

$\overset{\circ}{\mathbf{X}}$ enthält alle Zustandsgrößen $\hat{\mathbf{X}}$ und $\hat{Y}$, Y_G und Y_P.

Löst man dieses Gleichungssystem symbolisch auf, ergeben sich mit

$$\overset{\circ}{\mathbf{X}}/Y = \mathbf{E}^{-1}\mathbf{H} \quad . \qquad 6.35$$

die Übertragungsfunktionen in z aller Zustandsgrößen $\hat{\mathbf{X}}$ inklusive $\hat{Y}$, Y_G und Y_P zum Beobachtereingang Y. Die Übertragungsfunktionen sind siebter Ordnung und in der Form:

$$H_{\hat{X}_\upsilon}(z) = \frac{\sum_0^7 b_\mu z^\mu}{\sum_0^7 c_\mu z^\mu} \quad . \qquad 6.36$$

Zur Berechnung der Frequenz- und Phasengänge der einzelnen Übertragungsfunktionen, wie sie in Bild 6.17 gezeigt werde, muß nur noch z durch $e^{j\omega T}$ ersetzt werden.

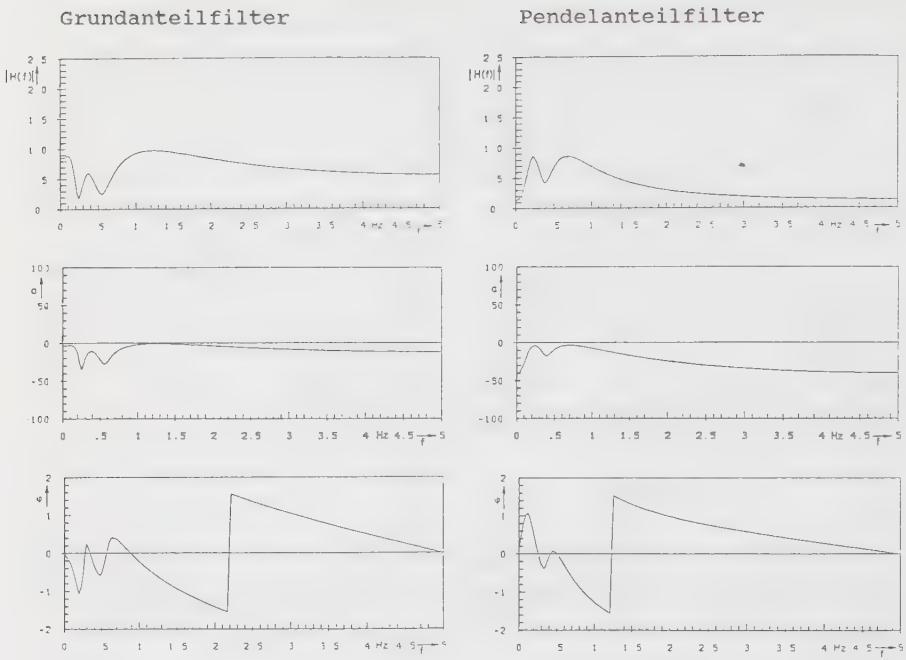


Bild 6.16 Einheitsbeobachter siebter Ordnung: Betragsfrequenzgang $|H(f)|$, Dämpfung a und Phasengang φ des Grund- und des Pendelanteilfilters

Es ist deutlich zu sehen, daß für die Frequenz 0 Hz, d.h. für reine Gleichanteile, weder der Betrag der Übertragungsfunktion des Grundanteilfilters genau eins, noch an derselben Stelle der Betrag des Pendelanteilfilters genau null ist. Diese Forderung muß unbedingt erfüllt sein, wenn stationäre Frequenzabweichungen richtig erfaßt werden sollen.

Die Ursache für den Fehler liegt im Ansatz des verwendeten Beobachters siebter Ordnung ohne integralen Anteil. Es treten in diesem Beobachter nur dann keine Beobachtungsfehler auf, wenn keine bleibenden Störgrößen $r(k)$, d.h. auch keine bleibenden Frequenzabweichungen, vorhanden sind.

Anders ausgedrückt: Weil im Ansatz des Beobachters davon ausgegangen wird, daß im Prozeßmodell keine bleibenden Störgrößen auftreten, erzeugen sie Beobachtungsfehler, wenn sie vorhanden sind. Dieses Verhalten läßt sich auch aus den Frequenzgängen ablesen.

Soll der Beobachter dagegen auch auf bleibende Frequenzabweichungen richtig reagieren, muß die Ordnung des Beobachters, wie in Kapitel 6.1.1 beschrieben, erhöht werden.

Eine andere Möglichkeit stellt die Modifikation des Prozeßmodells dar.

6.4.2 Modifikation des Prozeßmodells

Bei der Aufstellung des Prozeßmodells wird in Kap. 6.2.2 als Alternative zum sprunginvaranten Prozeßmodell das impulsinvariante beschrieben. Diese Modellvorstellung nimmt die Integrationsgleichung der Störung in das Streckenmodell mit auf, so daß man es sich als impulsförmig angeregt vorstellen kann. Das Prozeßmodell ist aber achter Ordnung und bringt deshalb für den Beobachter gegenüber dem Ansatz des sprunginvarianten Modells keine Ordnungsreduktion.

Interessant erscheint in diesem Zusammenhang, daß ein schon von vorneherein im Streckenmodell enthaltener integraler Anteil zu einer richtigen Nachbildung stationärer Frequenzabweichungen führt.

Auf den Einheitsbeobachter siebter Ordnung übertragen bedeutet diese Erkenntnis, daß auch er Gleichanteile richtig nachvollzieht, wenn die Strecke integrales Verhalten besitzt. Näherungsweise ist dieses schon durch die Exponentialfunktion gegeben, deren sehr große Zeitkonstante in Tabelle 6.1 mit 3,4 s angegeben wird. Deshalb weicht der Frequenzgang des Mittelwertfilter bei der Frequenz 0 Hz vom Wunschwert eins auch nur relativ wenig ab.

Alle bisherigen Erläuterungen lassen vermuten, daß die Abweichungen der Frequenzgänge bei 0 Hz bzw. die Fehler bei stationärer Frequenzabweichung im Netz vermieden werden können, wenn das verzögernde Glied erster Ordnung der Strecke zum Integrator entartet. In Tabelle 6.2 wird dadurch im System 2 die Konstante c_{02} gleich -1 , im Signalflußgraphen Bild 6.8 wird die Zustandsgröße x_3 ungewichtet zurückgekoppelt, und in der Systemmatrix **A** der Gleichung 6.24 erscheint eine Eins auf der Hauptdiagonalen.

Bild 6.17 zeigt die resultierende Polverteilung, bei der der reelle Streckenpol in der Nähe des Ursprungs zu einem Integralpol im Streckenmodell des Beobachters verändert wurde.

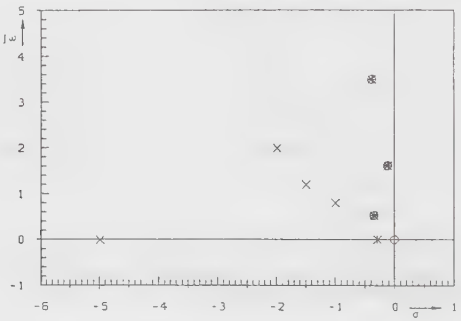
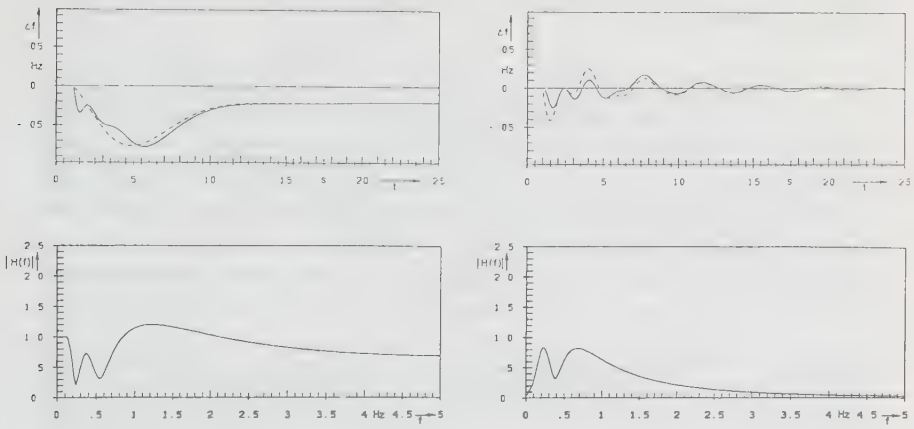


Bild 6.17 Pole der Strecke(*), des modifizierten Streckenmodells(O) und des Beobachters(x) siebter Ordnung

Die Betragsübertragungsfunktionen und das Einschwingverhalten des modifizierten Beobachters sind in Bild 6.18 aufgezeichnet. Es wird sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich

deutlich, daß stationäre Frequenzabweichungen im Netz richtig erfaßt werden.



a) Grundanteil b) Pendelanteil

Bild 6.18 Einschwingverhalten und Frequenzgang |H(f)| des modifizierten Beobachters siebter Ordnung

Die in Bild 6.18 dargestellten Einschwingvorgänge sind insgesamt schlechter, als die des optimierten Beobachters in Bild 6.14. Bevor aber der Beobachter siebter Ordnung auch optimiert wird, sollen zunächst noch die Frequenzgänge genauer betrachtet werden.

6.5 Robustheit des Beobachterfilters

Über den Entwurf robuster Regelkreise schreibt Ackermann in /L2/:

Bei den meisten Regelstrecken ist das mathematische Modell nicht genau bekannt oder es ist für den Reglerentwurf zu kompliziert (z.B. nichtlinear). Man führt dann den Reglerentwurf mit einem vereinfachten Modell und nominellen Werten der Strecken-Parameter durch. Ein wichtiges Entwurfsziel ist dabei, den Einfluß von Parameter-Unsicherheiten, vernachlässigter Dynamik und Nichtlinearitäten auf die Dynamik des geschlossenen Kreises in Grenzen zu halten.

Im weiteren unterscheidet Ackermann zwischen parameterunempfindlicher und robuster Regelung:

Bei der parameterunempfindlichen Regelung wird angestrebt, daß kleine Parameteränderungen nur kleine Abweichungen vom gewünschten nominalen Verhalten (...) bewirken. Es handelt sich also um eine lokale Eigenschaft, die nichts über das Verhalten bei großen Parameteränderungen aussagt. Bei der robusten Regelung dagegen läßt man durchaus eine lokale Empfindlichkeit gegenüber kleinen Parameteränderungen zu, solange sich eine gewünschte Systemeigenschaft auch noch bei großen Parameteränderungen innerhalb vorgegebener Grenzen hält.

Diese Abklärung der Begriffe Empfindlichkeit und Robustheit gilt für den Reglerentwurf allgemein. Sollen sie auf den als Filter zu entwerfenden Beobachter angewendet werden, sind sie neu zu überdenken.

Im Gegensatz zu einem Regelkreis kann ein Beobachter bei Änderungen der Streckenparameter nicht instabil werden, weil die Strecke sich außerhalb seines "Regelkreises" befindet. Der Beobachter arbeitet ausschließlich mit einem **Streckenmodell**, dessen Parameter genau bekannt sind. Sie ändern sich nur, wenn überlagerte adaptierende Algorithmen das Streckenmodell der physikalischen Strecke anpassen. Diese Änderungen finden dann aber im Rechner statt, so daß der Rückführvektor abhängig von den variablen Parametern neu entworfen und angepaßt werden kann.

Die Diskussion über die Robustheit eines Beobachters braucht also nicht die Frage der Stabilität zu behandeln. Sie kann sich darauf beschränken, die Abhängigkeit dynamischer und stationärer Beobachtungsfehler von der Streckenmodellierung im Beobachter zu untersuchen.

Abschnitt 5 stellt für die Frequenzanalyse im Netz nichtrekursive Filter vor, bei deren Entwurf nur eine einzige Information über die Netzdynamik verwendet wird, nämlich die Aussage, daß Regelvorgänge mit Dampferzeugern langsamer und Pendelungen im Netz schneller als 0,1 Hz sind. Danach werden allein über Betrachtung des Frequenzganges ein Hochpaß und ein Tiefpaß mit der Grenzfrequenz 0,1 Hz entworfen. Da der Entwurf nur diese Aussage verarbeitet, sind die Filter gegenüber allen Parameteränderungen der Strecke völlig unempfindlich, solange die Trennfrequenz zwischen Regelvorgängen und Pendelungen nicht betroffen ist.

Leider wird diese große Robustheit der Filter mit schlechtem Einschwingverhalten und Phasengang bezahlt. Abschnitt 6 versucht deshalb, mit dem Beobachterentwurf mehr Informationen über die Strecke zu berücksichtigen, um bessere Filter zu erhalten.

Natürlich werden die Filter dadurch empfindlicher gegenüber "Fehlinformationen" in der Entwurfsphase. Daher sollten auch nicht soviel Informationen wie möglich, sondern nur soviel wie gerade nötig verarbeitet werden.

Das von Heilemann beschriebene und hier im Kap. 6.2.1 vorgestellte Netzmodell bietet die notwendige Anzahl von Informationen für eine Frequenzanalyse, die Regelvorgänge und Pendelungen unterscheiden soll.

Zwei kleine, stark gekoppelte Netze erzeugen einen Eigenwert, der schnelle lokale Schwingungen repräsentiert, ein schwach angekoppeltes starkes Netz führt zu einem Eigenwert, der langsame überregionale Pendelungen beschreibt. Beide Eigenwerte prägen den Pendelanteil des Frequenzverlaufs. Die Regeleinrichtungen in allen Netzen werden durch einen konjugiert komplexen Pol und einen rellen Pol mit großer Zeitkonstante nachgebildet, der im Beobachter zu einem Integrator modifiziert wird. Diese Pole bestimmen den Grundfrequenzverlauf.

Die Pole der Pendel- und Regelanteile stecken also jeweils die Grenzen der Frequenzbereiche ab, in denen Pendelungen und Regelausgleichsvorgänge auftreten können.

Wenn der Beobachterentwurf sicherstellt, daß der Frequenz- und Phasengang der Filter nicht nur in den jeweiligen Polfrequenzen stimmen, sondern auch zwischen den Pendelpolen und zwischen den Regelpolen, dann muß das Beobachterfilter gegenüber Polverschiebungen innerhalb der gegebenen Grenzen relativ unempfindlich sein.

Außerhalb der durch die Pole begrenzten Frequenzbereiche müssen die Filter Frequenzgänge haben, die ihrer Funktion als Hochpaß bzw. Tiefpaß entsprechen. Das heißt, daß der Filterteil, der die Pendelungen beobachtet, auch höhere Frequenzen durchlassen sollte. Der andere Filterteil, der den Grundanteil bestimmt, muß sie dagegen gut dämpfen. Natürlich kann von der Phase außerhalb der begrenzten Frequenzbereiche nicht verlangt werden, daß sie null ist, weil die Filter ihrer Ordnung entsprechend die Phase drehen müssen.

Man darf außerdem an die Dämpfung des Grundanteilfilters für hohe Frequenzen keine zu großen Ansprüche stellen, weil eine gute Dämpfung hoher Frequenzen schnelles Einschwingen verhindert.

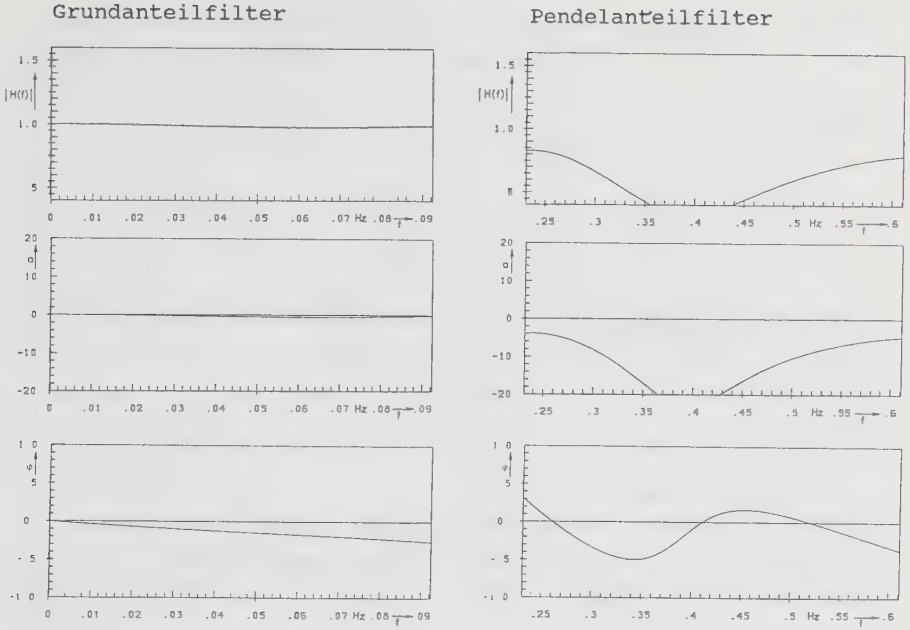


Bild 6.19 modifizierter, nicht optimierter Beobachter siebter Ordnung:
Betragsfrequenzgang $|H(f)|$, Dämpfung a und Phasengang φ des Grund- und des Pendelanteilfilters in der Nähe der Netzeigenwerte

Bild 6.19 zeigt die Frequenzgänge der Teilfilter. Der Betragsfrequenzgang des Grundanteilfilters kann schon als optimal bezeichnet werden. Auch die Phasenabweichung vom Wunschwert null ist nur sehr gering.

Anders sieht es beim Pendelanteilfilter aus. Bei den vorgegebenen Eigenfrequenzen f_2 = 0,26 Hz und f_1 = 0,56 Hz ist zwar nur eine schwache Betragsabsenkung erkennbar, aber zwischen beiden weicht der Frequenzgang stark vom gewünschten Verhalten - Amplitude eins, Phase null - ab. Das so dimensionierte Beobachterfilter wird auf Eigenwertschwankungen im Netz em-

pfindlich reagieren. Bei Abweichungen zwischen den Eigenwerten des Netzes und des Netzmodells im Beobachter ist somit keine saubere Trennung von Grundanteil und Pendelanteil der Netzfrequenz möglich.

6.5.1 Optimierung des reduzierten Beobachters im Zeit- und Frequenzbereich

Ziel der Optimierung des reduzierten Beobachters ist es, das Einschwingverhalten zu verbessern. Dies wird erreicht, indem man

- die **Einschwingzeit verkürzt**,
- die **Einschwingamplitude verkleinert**, sowie
- beide Teilfilter gegen **Eigenwertänderungen im Netz unempfindlich** macht.

Die Unempfindlichkeit wird über Betrachtung des Frequenz- und Phasenganges beurteilt. Wenn Dämpfung und Phase eines Teilfilters im interessierenden Teilbereich des Spektrums nahe null sind, werden dort auftretende Frequenzen richtig übertragen, d.h. das Beobachterfilter ist gegenüber Eigenwertverschiebungen in diesen Bereichen unempfindlich.

Optimiert wird der reduzierte Beobachter mit denselben Werkzeugen wie der Einheitsbeobachter achter Ordnung in Kapitel 6.3. Frequenz- und Phasengangbetrachtungen erweitern allerdings den Fehlervektor. Neben die beiden Zeitfunktionen, die wiederum jeweils in ein erstes und zwei letzte Drittel unterteilt sind, und die Polschranken in der P-Ebene, treten nun noch zwei Frequenz- und Phasengänge.

Die Forderungen, die in dem Fehlervektor zusätzlich aufgenommen werden, lauten:

- Der Frequenzgang des Grundanteilfilters muß zwischen 0 Hz und $1{,}1/T_1$ aus Tabelle 6.1 nahe eins, der Phasengang nahe null sein.
- Der Frequenzgang des Pendelanteilfilters muß zwischen $0{,}8/T_4$ und $1{,}2/T_3$ nahe eins, der Phasengang nahe null sein.

Die Faktoren vor den Schwingungzeiten erweitern den zu optimierenden Bereich nach jeder Seite um 10% bzw 20%.

a) Frequenzsignal aus dem Netz
Beobachterpole:
$p_1 = -7{,}40 \pm j5{,}43$
$p_2 = -3{,}84 \pm j0{,}01$
$p_3 = -0{,}01 \pm j1{,}10$
$p_4 = -0{,}07$

b) Grundanteil des Frequenzsignals

c) Pendelanteil des Frequenzsignals

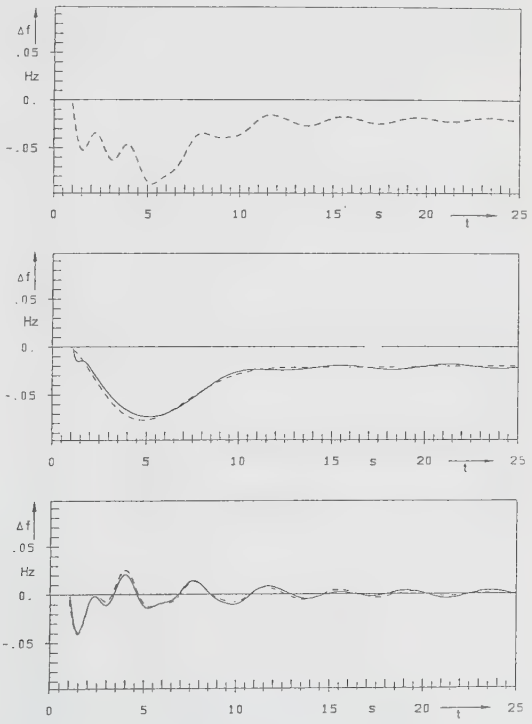


Bild 6.20 Einschwingverhalten des optimierten Beobachterfilters B_1 siebter Ordnung im Zeitbereich
Abtastfrequenz f_a = 10 Hz

Je nach Anzahl der Stützstellen im Frequenz- und Phasengang vervielfacht sich der Aufwand zur Berechnung der Fehlerfunktion durch den Fehlervektor. Für jeden Optimierungsschritt muß jetzt nicht nur der Beobachter neu entworfen und die Übergangsfunktion berechnet werden, sondern es müssen auch die Filterübertragungsfunktionen aufgestellt und die Frequenz- und Phasengänge berechnet werden.

Bild 6.20 zeigt das Einschwingverhalten des optimierten Beobachters. Das weiche Mitziehen des Beobachters wird durch zwei schlecht gedämpfte Pole nahe der imaginären Achse ermöglicht. Die Einschwingzeit des Beobachters ist dadurch ziemlich lang. Da andererseits aber die Amplituden der Einschwingfehler sehr klein bleiben, stört dieser Effekt nicht.

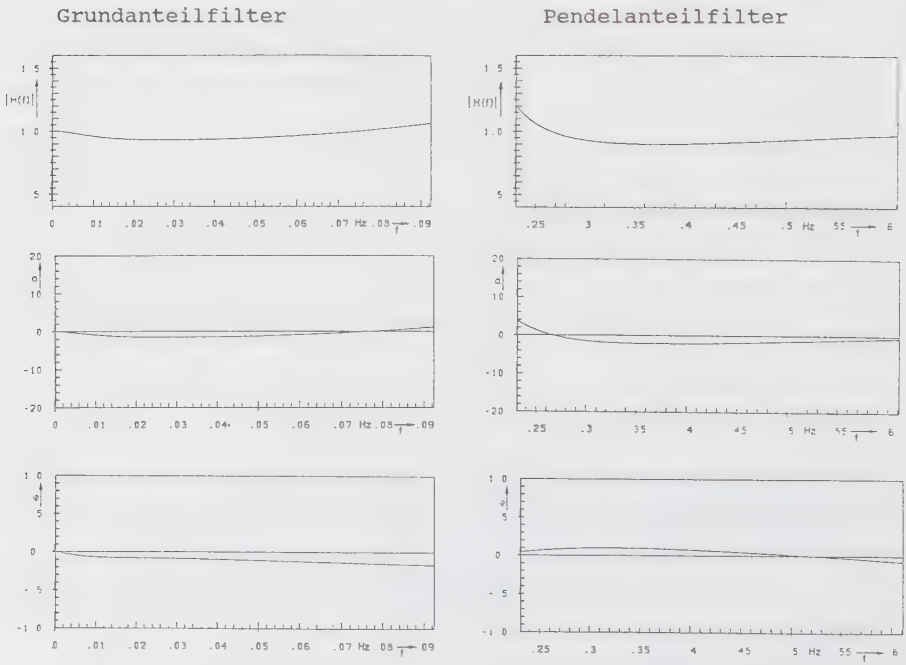


Bild 6.21 optimierter Beobachter B_1 siebter Ordnung: Betragsfrequenzgang $|H(f)|$, Dämpfung a und Phasengang φ des Grund- und Pendelanteilfilters in der Nähe der Strekkeneigenwerte (Ausschnitt aus Bild 6.22)

Die Frequenz- und Phasengänge der Filter stimmen in den jeweils optimierten Frequenzbereichen nach Bild 6.21 sehr gut. Das Beobachterfilter zeigt also nicht nur optimales Einschwingverhalten, sondern es ist auch unempfindlich gegenüber Netzeigenwertänderungen in den vorgegebenen Grenzen.

Den Nachteil dieses Entwurfes verdeutlicht Bild 6.22, in dem die Frequenzgänge der Filter von 0 Hz bis $f_\alpha/2$ = 5 Hz dargestellt sind. Zwischen den jeweils optimalen Frequenzbereichen zeigen beide Filter bei etwa 0,15 Hz starke Überhöhungen im Frequenzgang. Wenn das Auftreten solcher Frequenzanteile im betrachteten Netz auszuschließen ist, stört dies nicht weiter, und der so entworfene Beobachter kann eingesetzt werden.

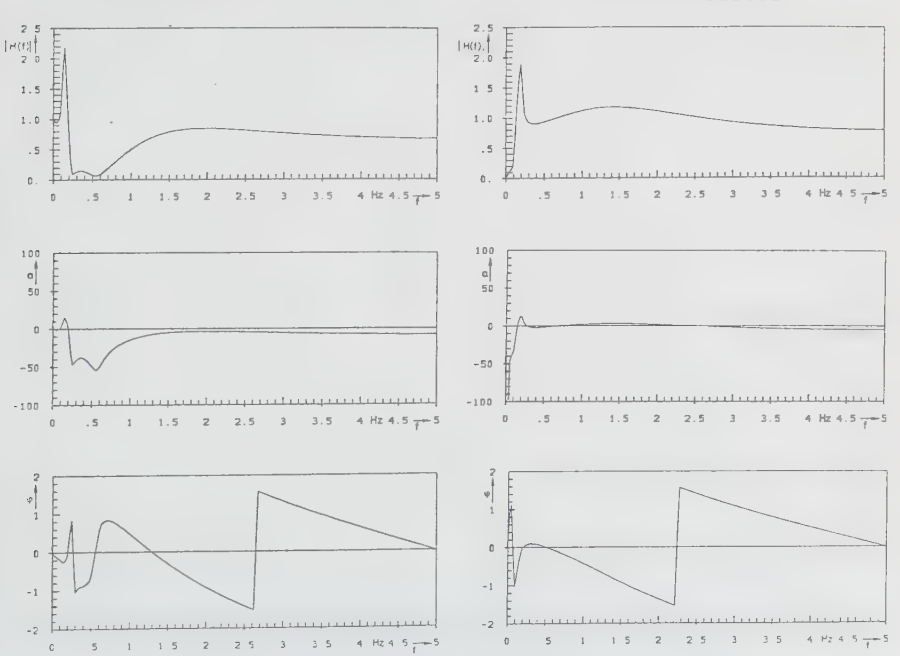


Bild 6.22 optimierter Beobachter B_1 siebter Ordnung: Betragsfrequenzgang $|H(f)|$, Dämpfung a und Phasengang φ des Grund- und des Pendelanteilfilters

Die Frequenzgangüberhöhungen zeigen, daß außerhalb der im Fehlervektor kontrollierten Bereiche, der Optimierer natürlich völlig frei in der Gestaltung der Übertragungsfunktion ist. Effekte dieser Art kann man zusätzlich ausschließen, wenn auch die Frequenzbereiche außerhalb der durch die Strekkenpole begrenzten Bereiche in den Fehlervektor eingebracht werden. Optimiert man in dieser Hinsicht das obige Filter weiter, ergibt sich ein neuer Beobachter B_2, dessen Einschwingvorgänge und Frequenzgänge die Bilder 6.23 zeigen.

Grundanteilfilter

Pendelanteilfilter

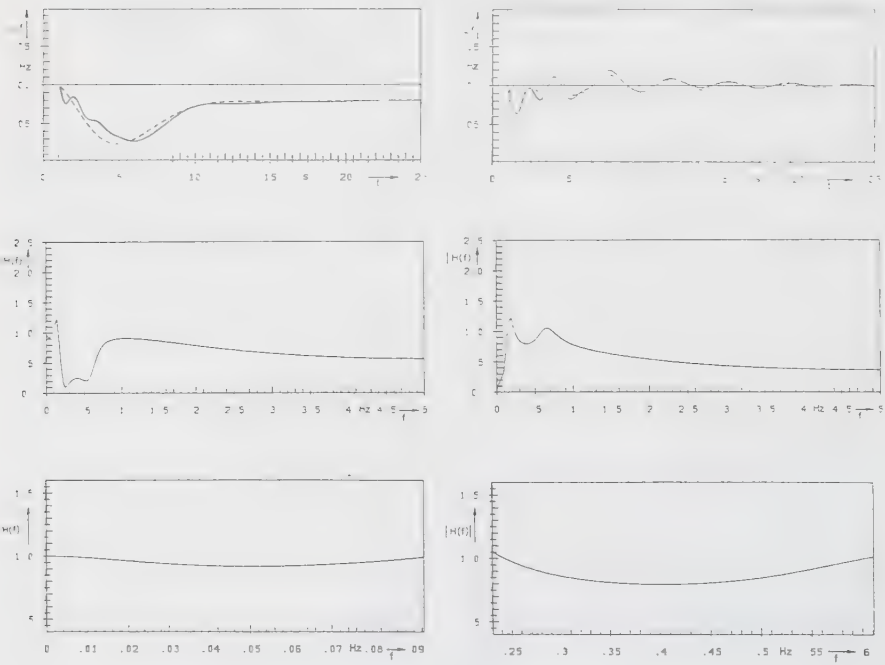


Bild 6.23 optimierter Beobachter B_2 siebter Ordnung:

- Einschwingverhalten im Zeitbereich
- Betragsfrequenzgang im gesamten Übertragungsbereich
- Betragsfrequenzgang nahe der Streckeneigenwerte

Deutlich ist zu sehen, daß die Überhöhung im Betragsfrequenzgang bei 0,15 Hz reduziert wird. Das Einschwingverhalten der Filter hat sich etwas verschlechtert, weil die Pole des Beobachters weiter von der imaginären Achse weggerückt sind. Das hat andererseits den Vorteil, daß die Filter nach ca. 15 s wirklich eingeschwungen sind. Die Beobachterpollagen für diesen Entwurf B_2 lauten

$$p_1 = -7{,}45 \pm j0{,}01$$
$$p_2 = -0{,}96 \pm j4{,}01$$
$$p_3 = -0{,}25 \pm j1{,}04$$
$$p_4 = -0{,}22 \quad .$$

Sie sind als x in Bild 6.24 mit den Streckenmodellpolen des Beobachters (O) eingezeichnet. Die Streckenpole (*) wurden verschoben, um die Unempfindlichkeit des Beobachters zu testen. Die physikalische Strecke und das Streckenmodell im Beobachter stimmen also jetzt nicht mehr überein.

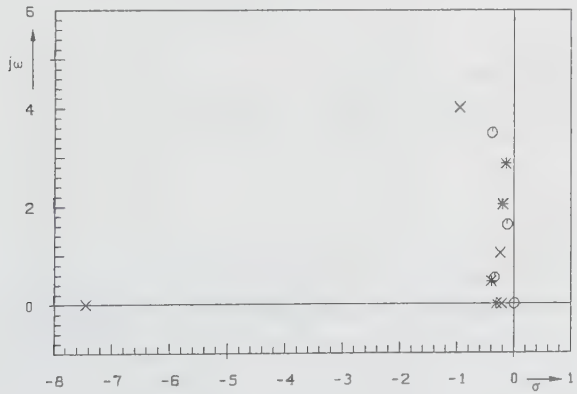
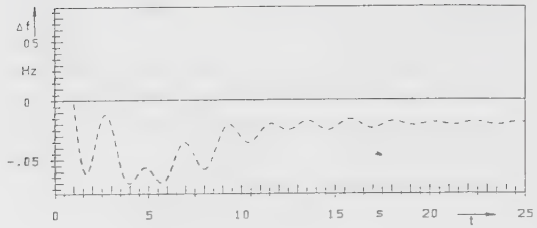
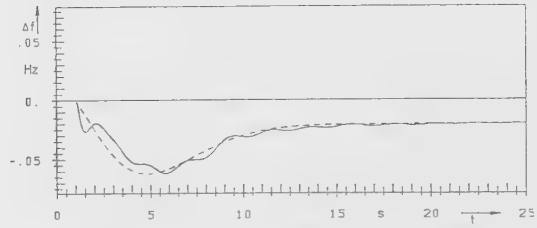


Bild 6.24 Pole der Strecke(*), des modifizierten Streckenmodells(O) und des Beobachters(x) B_2 siebter Ordnung

a) Frequenzsignal aus dem Netz



b) Grundanteil des Frequenzsignals



c) Pendelanteil des Frequenzsignals

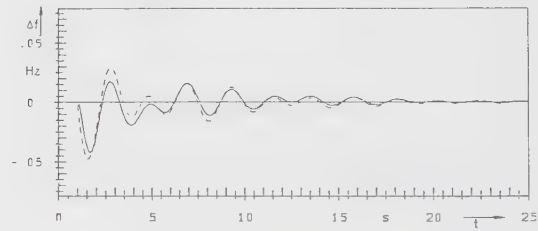


Bild 6.25 Einschwingverhalten des optimierten Beobachterfilters B_2 siebter Ordnung im Zeitbereich, **Verstimmung zwischen Strecke und Streckenmodell**

Bild 6.25 zeigt für diese Anordnung einen Einschwingvorgang. Im Vergleich zu Bild 6.20a sieht man, daß das Frequenzsignal aus dem Netz mit größerer Amplitude schwingt und schlechter gedämpft ist. Außerdem haben sich die Schwingungszeiten der Pendelungen verändert. Trotzdem ist der Beobachter in der Lage, Frequenzgrundanteil und Frequenzpendelanteil schnell voneinander zu trennen und beweist so seine Unempfindlichkeit gegen Streckenparameteränderungen.

7. Mikrorechnermeßsystem

7.1 Rechnerstruktur

Das Raumzeigerfrequenzmeßgerät ist auf der Basis eines Multi-Mikrorechnersystems MMC 216 der Firma Siemens aufgebaut. Das Meßsystem wurde so konzipiert, daß es sich in die drei Bereiche

- Digitalisierung der Abtastwerte
- Numerische Verarbeitung der Meßwerte
- Aufbereitung der Meßergebnisse und Betriebsmittelverwaltung gliedert.

Bei der Auswahl der Rechnerbaugruppen wurde Wert darauf gelegt, fertige Komponenten zu verwenden, um einerseits flexibel auf Änderungen im Systemkonzept reagieren zu können und andererseits die Umsetzung der Forschungsergebnisse in mögliche Anwendungen zu erleichtern.

Einige Baugruppen mußten im Rahmen von Studien- und Diplomarbeiten entworfen werden, weil der Hersteller zum Beschaffungszeitpunkt keine passenden Angebote machen konnte. Dies betrifft in erster Linie die analoge Aufbereitung der Meßwerte und ihre numerische Verarbeitung mittels Signalprozessoren.

Den verwendeten Programmen liegt das vom Hersteller an das MMC 216 angepaßte Betriebssystem RMOS zugrunde. Es bietet Multi-Tasking- und Echtzeitfähigkeit und läßt sich an spezielle Hardwarekonfigurationen anpassen.

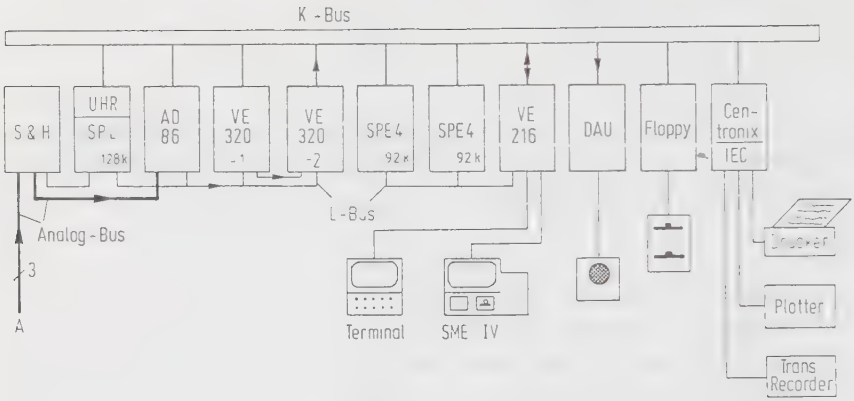


Bild 7.1: Konfiguration des Meßrechnersystems

Ausgehend von der Gliederung des Systems in drei Bereiche werden den sechs Prozessoren des Meßrechners (2x 8086, 8087, 8085, 2x TMS32010) einzelne Spezialaufgaben zugeordnet, die sie optimal bearbeiten können. Der Datenfluß orientiert sich nach Bild 7.1 am Prinzip des "macro pipelining", d.h. die Daten werden von einem Prozessor zum nächsten weitergereicht und überlappend bearbeitet.

Die Rechnerkarte AD86 (8086) steuert die Abtasthalteglieder (S&H), digitalisiert nacheinander Real- und Imaginärteil des Raumzeigers, die über Rechenschaltungen analog gebildet werden, und übergibt sie zur numerischen Verarbeitung an die VE 320-1. Dies geschieht über den Lokal-Bus (L-Bus) der nur der AD86 zugeordnet ist und den kein anderer Prozessor belasten kann. Die VE 320-1 rechnet den Phasenregelkreis und reicht ihre Ergebnisse weiter an die VE 320-2, die die Frequenzbeschleunigung und den Ruck bildet sowie die Phasensprungerkennung ausführt und ihre Daten dem Kommunikationsbus (K-Bus) zugänglich macht. Der Zentralrechner VE 216 (8086/87) mit den Speichererweiterungen SPE 4 (2x 92k statisches RAM)

holt sie über den K-Bus ab, verarbeitet sie beispielsweise im Beobachterfilter weiter und bringt sie zur Anzeige. Er übernimmt auch die Gesamtsteuerung des Meßsystems, führt den Benutzer durch die Programme und verwaltet die Betriebsmittelvergabe während der Prozeßbearbeitung.

Zur Peripherieankopplung stehen zwei serielle Schnittstellen (Terminal, SME IV/Plotter), zwei Centronix- und ein IEC-Bus Port (Drucker, Plotter, Transientenrecorder) sowie eine Baugruppe zur Verfügung, die durch Digital/Analog-Umsetzung die Anzeige der Meßergebnisse auf einem Oszilloskop ermöglicht. Die Centronix- und IEC-Bus Schnittstellen werden von einem eigenen Rechner verwaltet (8085), der das Hauptsystem von der Protokollführung befreit.

Den Hauptteil der numerischen Verarbeitung übernehmen die zwei Baugruppen VE 320, die eigenständige Rechner mit den Signalprozessoren TMS32010 enthalten. Ihre Programme lädt der Hauptrechner VE 216 aus dem Zentralspeicher (SPE 4) über den K-Bus. Die Ankopplung an den Lokal- bzw. Kommunikationsbus erfolgt über Zweitorspeicher (Fifo). Deshalb werden die Rechnerkarten vom MMC-System als passive Baugruppen behandelt, obwohl sie für sich aktive Baugruppen darstellen. Beide Rechner haben keine Möglichkeit, auf die zwei Bussysteme direkt zuzugreifen und arbeiten untereinander und in Bezug auf die angeschlossenen Systeme vollkommen asynchron. Der Arbeitstakt wird von der AD86 mit Quarzgenauigkeit durch die Abtastzeitpunkte vorgegeben. Die Abtastfrequenz und damit der berechnete Netzfrequenzwert können über einen Trimmkondensator am Prozessorquarz der AD86 justiert werden.

7.2 Programmstruktur

Die in den Signalrechnern VE 320 implementierte Programmstruktur zeigen die Bilder 7.2 und 7.3. Die VE 320-1 berechnet den Phasenregelkreis, der gegenüber dem in Kapitel 3 beschriebenen Prinzip einige Besonderheiten aufweist, die sich aus dem verwendeten Prozessortyp erklären. Die angeschriebenen Namen bezeichnen die Variablen, deren Festkommastelle mit Qxx bezeichnet ist. Die Prozedurnamen sind unterstrichen, mehrfach aufgerufene Unterprogramme eingerahmt.

Im Gegensatz zur im Kapitel 3 vorgestellten Schaltung wird dem Phasenwinkel mit "DELOFF" ein Sollwert abweichend von null gegeben. Dies verringert im eingeschwungenen Zustand die Grenzzyklen, weil der Algorithmus zur Phasenberechnung in "ARCTAN" in einem Symmetrieabschnitt bleiben kann. Dadurch werden die kleinen Ungenauigkeiten beim ständigen Wechsel zwischen zwei Symmetrieabschnitten vermieden, die beim Schwingen um den Phasenwinkel Null auftreten würden.

Die für die Koordinatentransformation in "SINCOS" notwendige Berechnung der Sinusfunktion wird über eine externe 32 k mal 32 Bit große Tabelle organisiert, deren Genauigkeit ein Interpolationsalgorithmus nach /L25/ noch steigert.

An die VE 320-2 werden "RGDEL" und "RSTELL" als 16 Bit Größen übergeben. Nach einer Differentiation bzw. Verzögerung stellt ihre Summe die Differenz der Netzfrequenz vom Normwert 50 Hz dar. Drei Besselfilter zweiter Ordnung befreien sie von hochfrequenten Rauschanteilen. Nach den Besselfiltern ist durch das Schaltsymbol die Möglichkeit zur Unterabtastung des Signals angedeutet, wodurch sich die Datenmenge reduziert. So werden z.B. bei Langzeitmessungen oder Frequenzmodulationsanalysen die Meßwerte nur mit 50 Hz an den K-Bus weitergeleitet. Dies gewährleistet einerseits eine Datenreduktion um

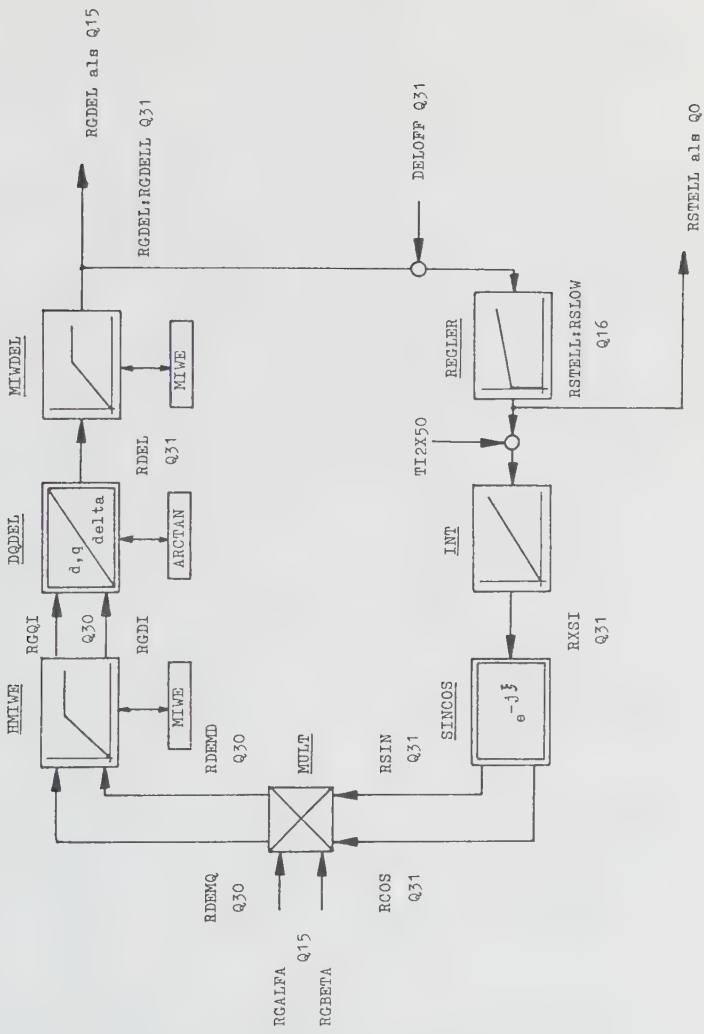


Bild 7.2 Struktur des Phasenregelkreises

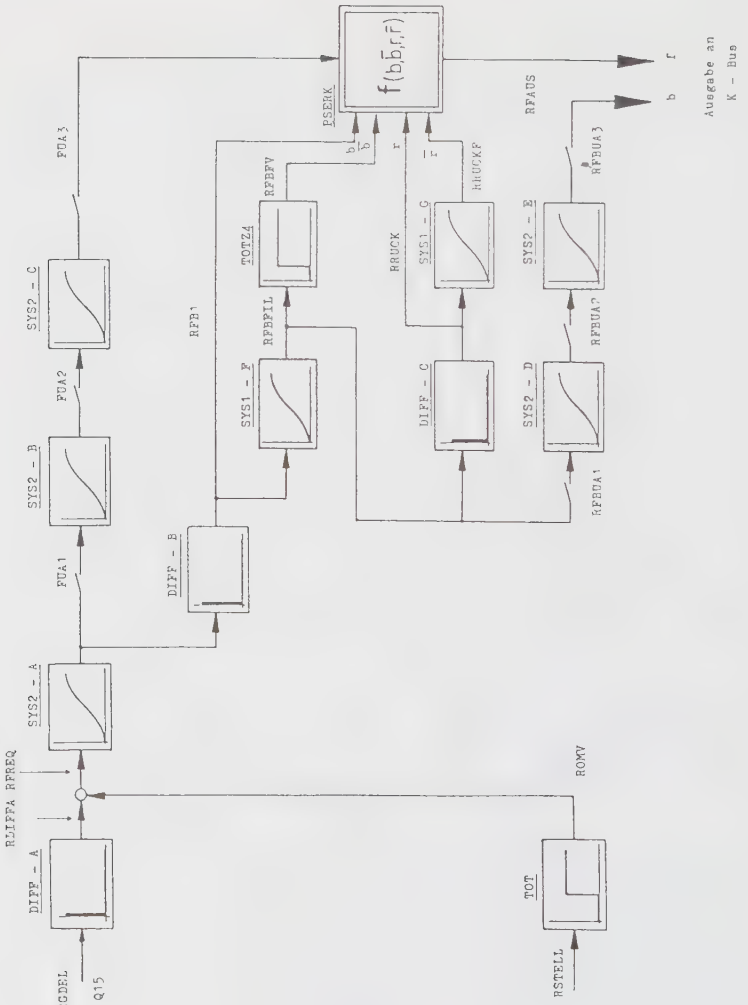


Bild 7.3 Struktur der Auswerteroutinen zur Phasensprunger-kennung und Unterabtastung

den Faktor 64 gegenüber einer ursprünglichen Abtastfrequenz von 3200 Hz in der AD86, verhindert andererseits aber einen Informationsverlust in den interessierenden Frequenzbereichen.

Die Phasensprungerkennung "PSERK", die das Frequenzsignal während elektromagnetischer Ausgleichsvorgänge im Netz einfriert, benutzt nach Bild 7.3 vier Eingangsgrößen: die über Differentiation gebildete Beschleunigung b, die geglättete und verzögerte Beschleunigung $\bar{b}$, den Ruck r und den geglätteten Ruck $\bar{r}$. Nach Abschnitt 3.4.3 ist das Kriterium zur Phasensprungerkennung der Austritt der b,r-Trajektorie aus einem vorgegebenen Rechteck. Dieses Kriterium funktioniert unter der Voraussetzung, daß das Meßgerät nach einem Phasensprung bzw. einer Frequenzimpulsanregung wie ein Schwinger zweiter Ordnung in der b,r-Ebene spiralförmig einschwingt. Da das Meßgerät höherer Ordnung ist, verläuft die Trajektorie nach einer Anregung nicht ideal spiralförmig außerhalb des Grenzrechtecks, sondern durchläuft es unter Umständen. Um ein zu frühzeitiges Freigeben des Frequenzsignals zu verhindern, wird die Phasensprungerkennung deshalb durch eine Einschaltverzögerung ergänzt, die das schnelle Durchqueren des Rechtecks überbrückt.

Beschleunigung und Ruck müssen phasengleich ausgewertet werden. Weil der Ruck aber durch die zweimalige Differentiation und die Filterung nur phasenverschoben vorliegt, ist man gezwungen, auch das gefilterte Beschleunigungssignal zu verzögern.

Meßkurven in Zeit- und Parameterdarstellung, die mit dem beschriebenen Mikrorechnermeßsystem aufgenommen wurden, sollen im nächsten Abschnitt die Leistungsfähigkeit der vorgestellten Meßanordnung bestätigen.

8. Messungen am Modell für Netz- und Kraftwerkstechnik

Die in Abschnitt 3, 5 und 6 vorgestellten Algorithmen zur Frequenzmessung und Frequenzmodulationsanalyse wurden auf einem Großrechner entworfen und getestet. Simulationsrechnungen dieser Art sind beim Entwurf neuer Verfahren unerläßlich, weil nur so verschiedene Parametereinflüsse schnell untersucht werden können. Endgültigen Aufschluß über die Leistungsfähigkeit der Verfahren geben aber erst abschließende Messungen mit einem aufgebauten Meßgerät, weil die Komplexität realer Prozesse in einer Simulation nie voll erfaßt werden kann.

Da im Energieversorgungsnetz bestimmte Effekte nur selten gemessen werden können, weil ihre willkürliche Herbeiführung zu Schäden führen kann, wurden an einem Modell für Netz- und Kraftwerkstechnik mit dem in Abschnitt 7 vorgestellten Mikrorechnersystem Messungen ausgeführt, die das Verhalten sowohl des Phasenregelkreises und der Phasensprungerkennung, als auch der digitalen Filter und des Beobachterfilters untersuchen.

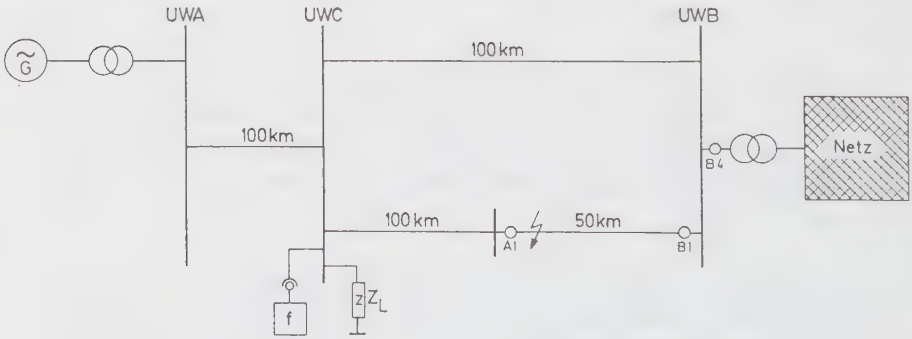


Bild 8.1: Modellnetz

Als Modellnetz wurde die in Bild 8.1 vorgestellte Konfiguration gewählt. Ein Generator speist über 100 km Freileitung

die Sammelschiene C, an der neben einem ohmsch-induktiven Verbraucher auch die Frequenzmeßeinrichtung angeschlossen ist. Von ihr führen außerdem zwei 220 kV Freileitungen unterschiedlicher Länge zu einem starren Netz. Netzschutzeinrichtungen überwachen die kurze Leitung in A_1 und B_1.

Für folgende Ereignisse wurden Meßkurven aufgenommen:
- Lastsprung im Verbraucher Z_L
- Kurzschluß bei A_1
- Netzsynchronisation in B_4.

8.1 Messungen zur schnellen Frequenzerfassung mit Phasensprungerkennung

Als erstes soll eine Messung vorgestellt werden, die in Bild 8.2 den Frequenzverlauf nach einem induktiven Lastsprung in Z_L zeigt.

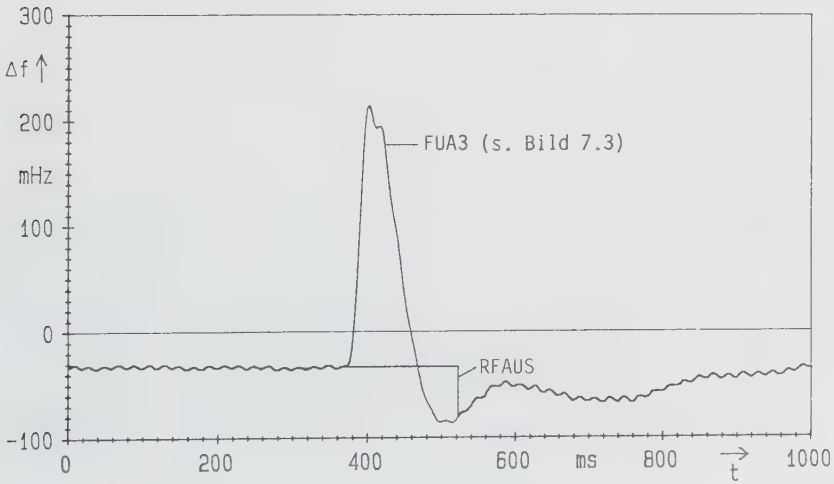


Bild 8.2: Frequenzverlauf nach einem induktiven Lastsprung in Z_L: P_L = 15 MW, $\cos\varphi_L$ = 0,1; Generatorwerte nach dem Sprung: P_G = 100 MW, $\cos\varphi_G$ = 0,9, f_a = 3200 Hz

Über den Zeitraum von 1 s sind die Zeitverläufe der Variablen FUA3 und RFAUS aus Bild 7.3, also die Ausgangsgrößen des Phasenregelkreises vor und nach der Phasensprungerkennung, aufgetragen.

Die Auswerteroutinen arbeiten ohne Unterabtastung, d.h. die (überwachte) Frequenz wird mit derselben Frequenz f_a = 3200 Hz ausgegeben, mit der die AD86 den Raumzeiger abtastet. Die Grenzfrequenz des Filters SYS2-A ist f_g = 300 Hz. Die Filter SYS2-B und -C sind ausgeschaltet.

Der durch das Zuschalten der induktiven Last erzeugte Phasensprung erscheint als Frequenzimpuls, der durch unterschiedliche Schützschaltzeiten in den einzelnen Leitern, durch den Phasenregelkreis und das anschließende Filter verbreitert wird. Die Zustandserkennung nach Abschnitt 3.4.3 und 7.2 überwacht Beschleunigung und Ruck, friert den Frequenzwert ein und gibt ihn nach Abklingen der Einschwingvorgänge und Ablauf der Einschaltverzögerung wieder frei.

Erkennbar ist der Grenzzyklus des Phasenregelkreises im eingeschwungenen Zustand. Durch die hohe numerische Auflösung des Regelkreises wird die Amplitude der Schwingung aber auf wenige Milliherz begrenzt.

Bild 8.3 zeigt den Verlauf der $\bar{b},\bar{r}$-Trajektorie nach dem Schaltvorgang. Sie verläßt das Begrenzungsrechteck, taucht aber für kurze Augenblicke, die die Einschaltverzögerung überbrückt, immer wieder ein. Dargestellt sind die intern normierten Zahlenwerte. Eine Einheit beim Ruck entspricht 32 Hz/s^2, eine Einheit bei der Beschleunigung 10 mHz/s.

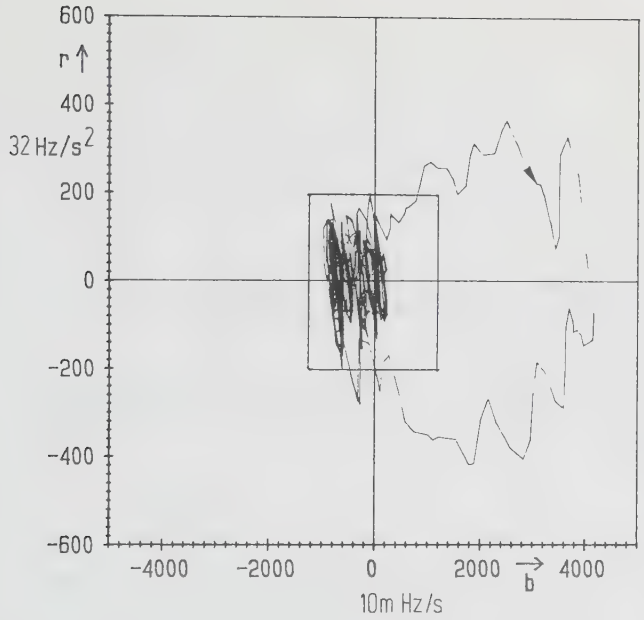


Bild 8.3 $\bar{b},\bar{r}$-Trajektorie nach einem induktiven Lastsprung in Z_L

In Bild 8.4 ist der Frequenzverlauf nach einem zweipoligen Erdkurzschluß in der Nähe von A_1 aufgezeichnet. Der nach 120 ms auftretende Kurzschluß und die durch den ansprechenden Netzschutz ausgelöste Abschaltung der Leitung zwischen A_1 und B_1 verursachen Phasensprünge und elektromagnetische Ausgleichsvorgänge mit großen Werten in Beschleunigung und Ruck. Folglich spricht die Zustandserkennung an und friert das Frequenzsignal solange ein, bis die **elektromagnetischen** Ausgleichsvorgänge abklingen. Die **elektromechanischen** Ausgleichsvorgänge, nämlich die einsetzenden Pendelungen des Generators, werden wieder nachvollzogen, weil Beschleunigung und Ruck sich in zulässigen Grenzen bewegen.

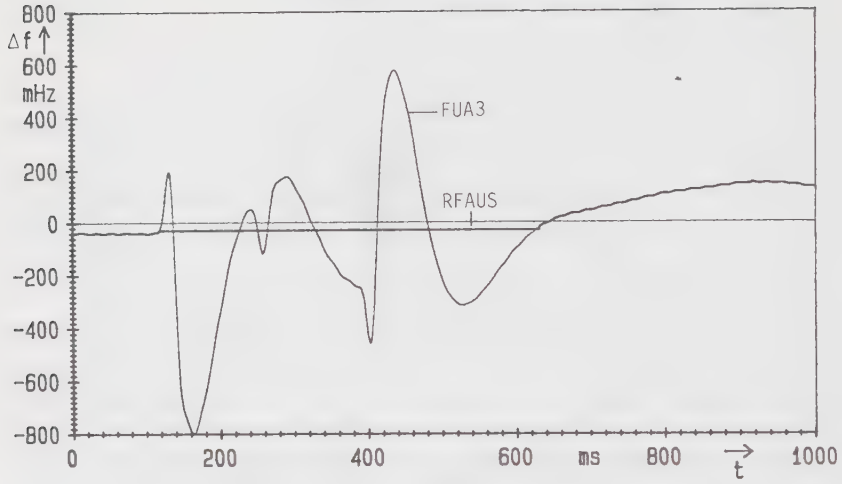


Bild 8.4 Frequenzverlauf nach einem zweipoligen Erdkurzschluß in der Nähe von A_1; Öffnen der Schalter A_1 und B_1;
Last Z_L : P_L = 150 MW, $\cos\varphi_L$ = 0,9;
Generator: P_G = 100 MW, $\cos\varphi_G$ = 0,9.

8.2 Messung von Frequenzpendelungen mit nichtrekursiven Filtern und Beobachterfilter

Nach der Frequenzmessung mit Phasensprungerkennung sollen Messungen zur Modulationsanalyse vorgestellt werden. Die dazu verwendeten Filtern benutzen das unterabgetastete und überwachte Frequenzsignal als Eingangsgröße. Die Filter SYS2-A,B,C aus Bild 7.3 werden mit denselben Filterkoeffizienten geladen, die Unterabtastung verringert nach den Filtern die Abtastfrequenzen und damit die Grenzfrequenzen jeweils um den Faktor 0,25. Der Frequenzverlauf f_N wird mit den verbleibenden 50 Hz Abtastfrequenz dargestellt, während

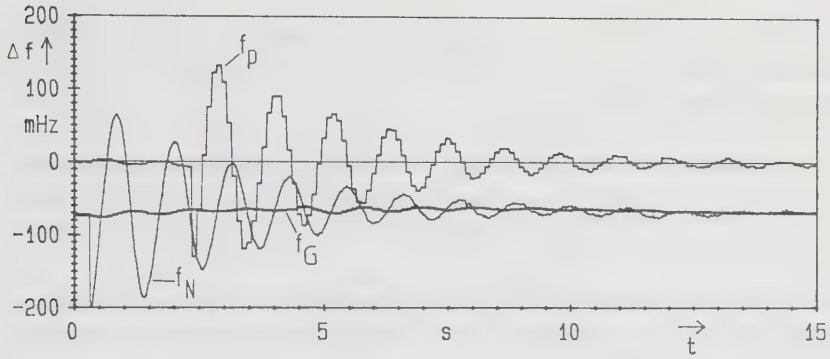


Bild 8.5 Modulationsanalyse nach K2pE durch nichtrekursiven Hochpaß und Tiefpaß; f_a = 10 Hz, f_g = 0,1 Hz

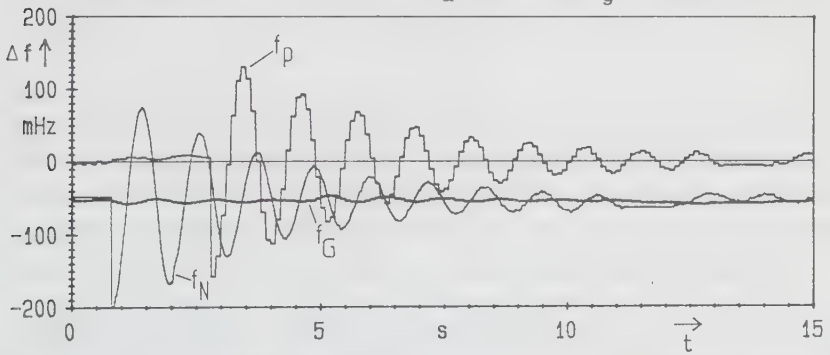


Bild 8.6 Modulationsanalyse nach K2pE durch nichtrekursiven Tiefpaß; f_a = 10 Hz, f_g = 0,1 Hz

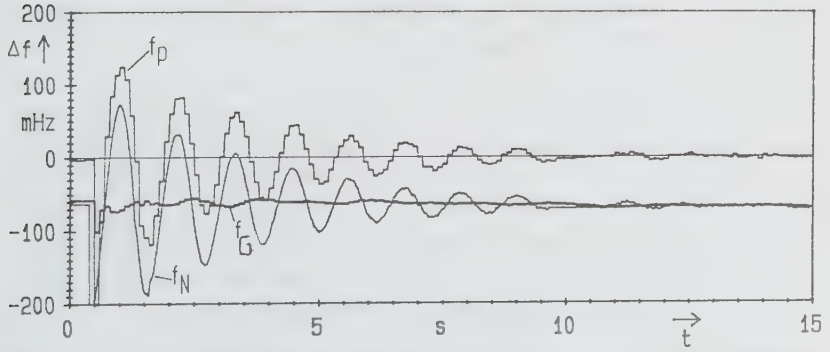


Bild 8.7 Modulationsanalyse nach K2pE durch Beobachterfilter f_a = 10 Hz, P_L = 130 MW, $\cos\varphi_L$= 0,75, P_G = 100 MW, $\cos\varphi_G$= 0,9

f_N: gemessenes Frequenzsignal, f_P: Frequenzpendelanteil,

f_G: Frequenzgrundanteil

seine Komponenten, der Frequenzgrundanteil f_G und der Frequenzpendelanteil f_P, mit der Taktfrequenz 10 Hz der Filter aufgezeichnet sind.

Die Bilder 8.5ff zeigen als zeitliche Fortsetzung von Bild 8.4 über 15 s die drei Frequenzsignale f_N, f_G und f_P nach einem zweipoligen Erdkurzschluß bei A_1.

In Bild 8.5 werden sie durch einen nichtrekursiven Hochpaß und Tiefpaß nach Abschnitt 5 ermittelt. Die Abtastfrequenz der Filter beträgt 10 Hz, die Grenzfrequenz 0,1 Hz. Deutlich ist die Verschiebung der Ausgangssignale um 2 s gegenüber dem Eingangssignal zu sehen. Wie in Abschnitt 5 erläutert, wird dies durch den Phasengang der Filter verursacht.

In Bild 8.6 wird zur Analyse desselben Vorganges nur ein Tiefpaß verwendet. Der Frequenzpendelanteil berechnet sich nach Kap. 5 durch Verschieben des Eingangssignals um die Gruppenlaufzeit des Tiefpasses und anschließender Subtraktion des Frequenzgrundanteils. Die Ergebnisse sind die gleichen wie in Bild 8.5 mit Hochpaß.

Im Gegensatz zu den nichtrekursiven Filtern mißt das Beobachterfilter den Frequenzpendelanteil ohne Phasenverschiebung. Bild 8.7 zeigt Ein- und Ausgangssignale des nach Abschnitt 6 berechneten reduzierten Beobachters B_3. Er ist an die Eigenwerte des Netzmodells angepaßt. Die Eigenwerte des Pendelanteils sind nach Bild 8.8 etwas höherfrequenter angesetzt als in der Simulation (Bild 6.10), weil die Anlaufzeitkonstante des Modellgenerators bedingt durch seine geringe Baugröße (P_N = 15,2 kVA) und den Wegfall des Turbinensatzes geringer ist, als bei großen Turbosätzen in Kraftwerken. Die Frequenz- und Phasengänge des ebenfalls auf Robustheit optimierten Beobachters zeigt Bild 8.9. Es erklärt auch das Einschwingverhalten des Beobachterfilters im Zeitbereich.

Pollage in p

Pole des Streckenmodells:

$\sigma_1 = -0{,}35 \quad \omega_1 = 0{,}5$

$\sigma_2 = 0{,}00$

$\sigma_3 = -0{,}39 \quad \omega_3 = 6{,}3$

$\sigma_4 = -0{,}12 \quad \omega_4 = 3{,}5$

Pole des Beobachters B_3:

$\sigma_1 = -8{,}29 \quad \omega_1 = 14{,}2$

$\sigma_2 = -0{,}23 \quad \omega_2 = 3{,}2$

$\sigma_3 = -0{,}66 \quad \omega_3 = 0{,}8$

$\sigma_4 = -0{,}38$

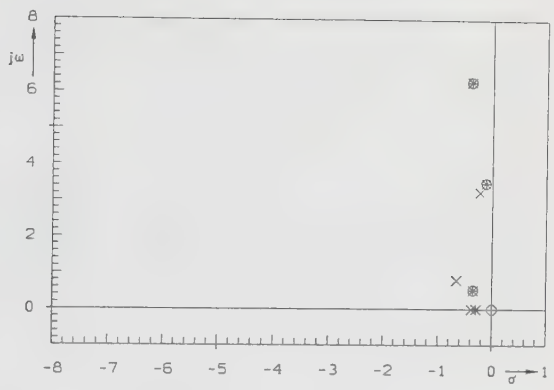


Bild 8.8 Pole der Strecke (*), des Streckenmodells (O) und des Beobachters B_3 (x) am Demonstrationsmodell für Netz- und Kraftwerkbetrieb

Nachdem die Phasensprungerkennung das Frequenzsignal f_N freigegeben hat, springt es nach Bild 8.7 auf den momentanen Frequenzwert, der durch die angeregten Generatorpendelungen über 200 mHz unterhalb des Sollwertes liegt. Die im Sprung enthaltenen hohen Frequenzen werden im Pendelanteil f_P verstärkt und im Grundanteil f_G abgeschwächt. Dieses Verhalten entspricht auch den in Bild 8.9 gezeichneten Frequenzgängen. Da die hohen, oberhalb der Pendelfrequenz liegenden Spektralanteile im Grundanteilfilter nur leicht gedämpft werden, kann auch er schnell einschwingen. Geringe Reste des Pendeln sind in allen drei Bildern auch noch auf f_G vorhanden, weil die Dämpfung des Grundanteilfilters für die Pendelfrequenzen bei etwa 50 - 80 dB und die Dämpfung des Tiefpasses dort nach Bild 5.7 bei nur 30 - 40 dB liegt. Nach dem sehr kurzen Einschwingen des Beobachters gibt f_P phasenrichtig den Pendelanteil des Frequenzsignals wieder, was sich auch am Phasengang des Pendelanteilfilters in Bild 8.9 ablesen läßt.

Grundanteilfilter

Pendelanteilfilter

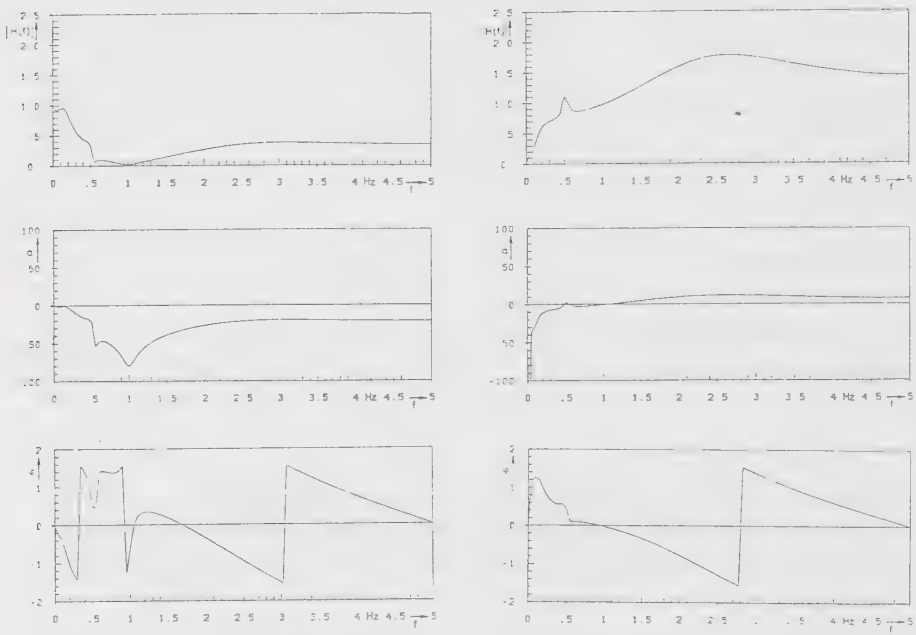


Bild 8.9 Einheitsbeobachter B_3 siebter Ordnung:
Betragsfrequenzgang $|H(f)|$, Dämpfung a und Phasengang φ des Grund- und des Pendelanteilfilters

In zwei weiteren Bildern 8.10 und 8.11 sollen die Vorteile des Beobachters anhand eines anderen Beispiels noch einmal verdeutlicht werden.

Das Teilnetz des Generators ist nach Bild 8.1 in B_4 vom starren Netz getrennt und läuft etwas langsamer. Die Netze werden aus dem asynchronen Lauf phasenrichtig synchronisiert. Die Frequenz f_N springt nach dem Abklingen der elektromagnetischen Ausgleichsvorgänge auf den Netzfrequenzwert, der durch die entfernte Generatorpendelung auch noch an der Sammelschiene C moduliert wird. Während das nichtrekursive Filter in Bild 8.10 eine Einschwingzeit braucht, die gleich dem Produkt aus Grad und Schrittweite ist, schwingt das Beobachter-

filter wesentlich schneller ein und reproduziert nach Bild 8.11 Frequenzpendelanteil und -grundanteil ohne Phasenverschiebung.

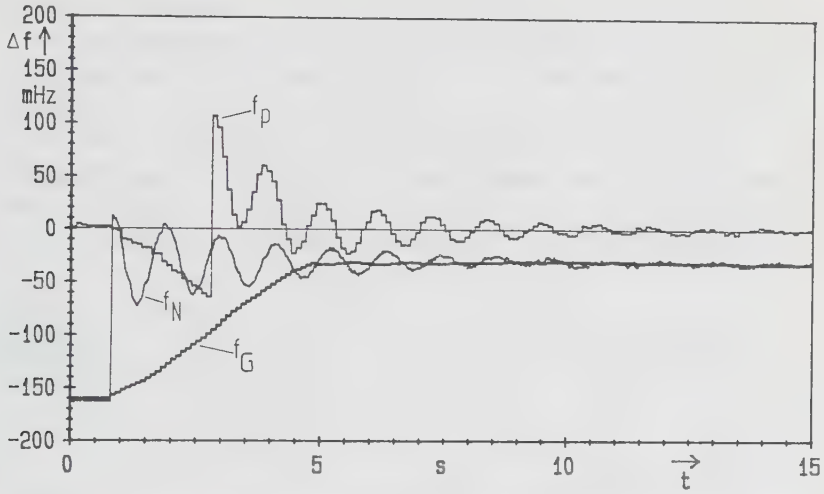


Bild 8.10 Modulationsanalyse nach Netzsynchronisierung durch nichtrekursiven Tiefpaß

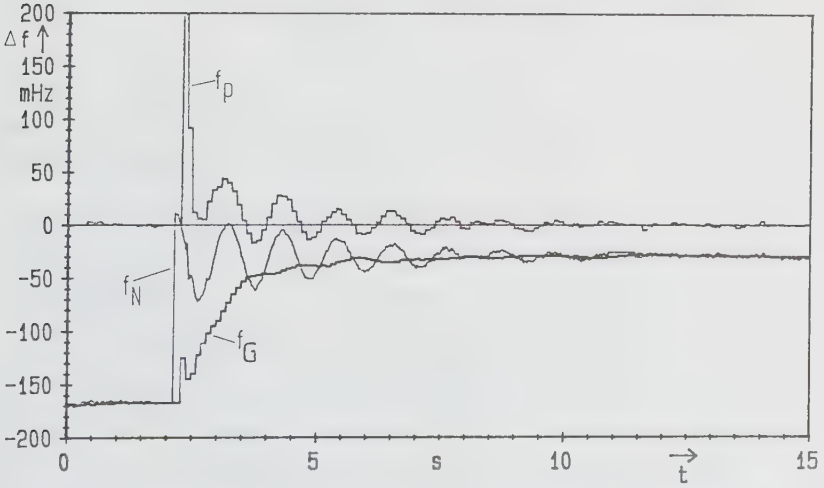


Bild 8.11 Modulationsanalyse nach Netzsynchronisierung durch Beobachterfilter, P_L = 100 MW, $\cos\varphi_L$= 0,75, P_G = 100 MW, $\cos\varphi_G$= 0,95, f_N: gemessenes Frequenzsignal, f_P: Frequenzpendelanteil, f_G: Frequenzgrundanteil

9. Integriertes Konzept zur Synchronisierung, Frequenz-, Polradwinkel- und Leistungsmessung mit pendeldämpfender Regelung im Kraftwerk

Für Generatoren und Kraftwerksblöcke, an die hohe Anforderungen bezüglich ihrer Zuverlässigkeit, Verfügbarkeit und Bedienungsautomation gestellt werden, kann ein leistungsfähiger Rechner aus den Spannungs- und Stromraumzeigern des Generators, dem Spannungsraumzeiger des Netzes und dem Winkel der Generatorwelle die Regelgrößen des Generatorsatzes gewinnen und nach geeigneten Verfahren die Stellgrößen erzeugen.

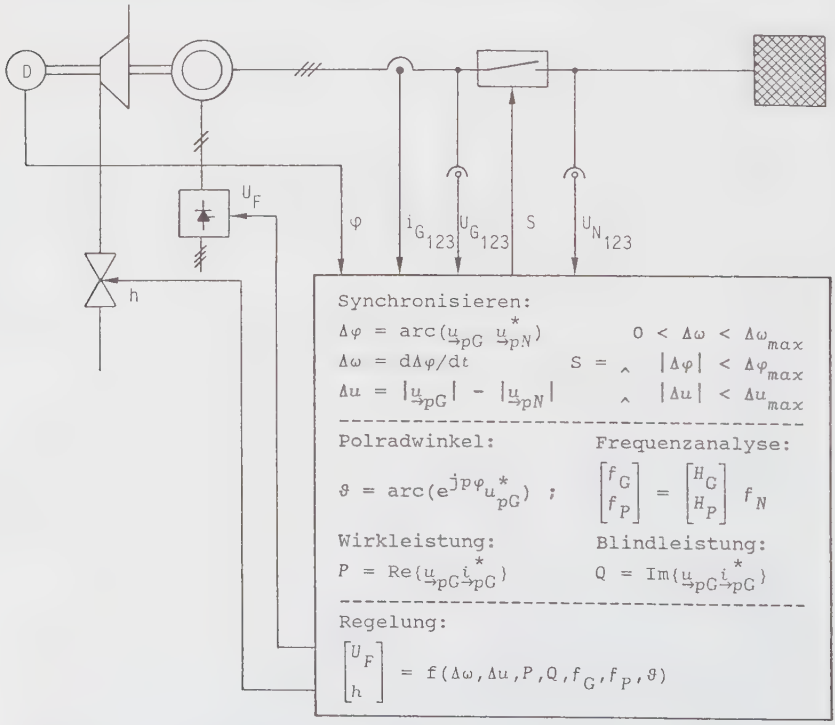


Bild 9.1 Integriertes Konzept zur pendeldämpfenden Regelung, Synchronisierung, Polradwinkel- und Leistungsmessung im Kraftwerk

9.1 Synchronisierautomatik

In Anlehnung an das Frequenzmeßverfahren nach Kapitel 3 stellt der folgende Abschnitt 9.1 eine Synchronisierautomatik vor, die den Phasenwinkel und die Drehzahldifferenz zwischen Netz und Generator überwacht und die Zuschaltentscheidung trifft.

Dem Gerät werden nach Bild 9.1 die Spannungen $u_{G_{123}}$ des Generators und $u_{N_{123}}$ des Netzes zugeführt. Ausgangsgrößen sind der Schaltbefehl S für den Leistungsschalter zwischen Generator und Netz und die Regelgrößen für Drehzahl- und Spannungsregler des Turbinen-Generatorsatzes.

Die Leiterspannungen des Generators und Netzes bilden im Rechner die Raumzeiger

$$\underline{u}_{pG}(t) = 1/\sqrt{3}\,(u_{G_1}(t) + a\,u_{G_2}(t) + a^2 u_{G_3}(t)) \qquad 9.2$$

$$\underline{u}^{*}_{pN}(t) = 1/\sqrt{3}\,(u_{N_1}(t) + a^2 u_{N_2}(t) + a\,u_{N_3}(t)) \qquad 9.3$$

mit $a = e^{j2\pi/3}$,

wobei der konjugiert komplexe Zeiger $\underline{u}^{*}_{pN}(t)$ im entgegengesetzten Sinn von $\underline{u}_{pG}(t)$ dreht.

Durch Multiplikation der Raumzeiger entsteht ein neuer Zeiger $\underline{u}_s(t)$, der mit der Differenzkreisfrequenz der Drehspannungssysteme schwebt

$$\underline{u}_s(t) = |\underline{u}_{pG}|\,|\underline{u}_{pN}|\,e^{j(\varphi_G - \varphi_N)} \quad . \qquad 9.4$$

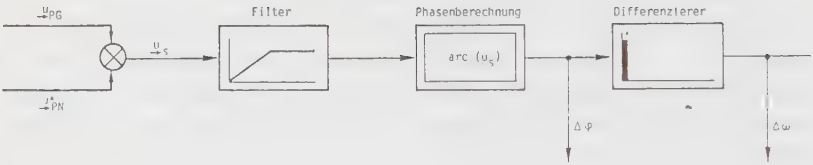


Bild 9.2 Regelungstechnisches Blockschaltbild

Der ruhende Raumzeiger $\underset{\rightarrow}{u}_s(t)$ wird nach Bild 9.2 durch einen filternden Mittelwertbildner von den ungeraden harmonischen Oberschwingungen der Raumzeiger $\underset{\rightarrow}{u}_{pG}$ und $\underset{\rightarrow}{u}^*_{pN}$ befreit. Den Phasenwinkel zwischen $\underset{\rightarrow}{u}_{pG}(t)$ und $\underset{\rightarrow}{u}^*_{pN}(t)$ erhält man durch die Argumentbildung

$$\Delta\varphi = \arg(\underset{\rightarrow}{u}_s(t)) = \arctan \frac{\mathrm{Im}(\underset{\rightarrow}{u}_s(t))}{\mathrm{Re}(\underset{\rightarrow}{u}_s(t))} \quad . \qquad 9.5$$

Durch Differenzieren des Phasenwinkels nach der Zeit berechnet sich die Differenzkreisfrequenz

$$\Delta\omega = \frac{d\Delta\varphi}{dt} \quad , \qquad 9.6$$

die Spannungsdifferenz zwischen Generator und Netz entspricht

$$\Delta u = |\underset{\rightarrow}{u}_{pG}| - |\underset{\rightarrow}{u}^*_{pN}| \quad . \qquad 9.7$$

Vor der Synchronisierung werden die Größen $\Delta\omega$ zur Generatordrehzahlregelung und Δu zur Spannungsregelung benutzt. Das Synchronisiergerät gibt das Signal für den Leistungsschalter

aus, wenn die Kriterien

$$0 < \Delta\omega < \Delta\omega_{max} \qquad 9.8$$
$$|\Delta\varphi| < \Delta\varphi_{max}$$
$$|\Delta u| < \Delta u_{max}$$

erfüllt sind.

Die Differenzfrequenz $\Delta\omega$ sollte beim Zuschalten positiv sein, um unmittelbar nach dem Synchronisieren einen Rückleistungsfluß zu vermeiden.

Besonders schnell und weich synchronisiert der Generator, wenn die Drehzahlregelung mit einem Zustandsregler ausgerüstet wird. Nach der Bildung von $\Delta\varphi$ kann ein Beobachter die Zustandsgrößen der Strecke ermitteln und sie gleichzeitig zur Überprüfung der Schaltkriterien heranziehen.

9.2 Polradwinkelbestimmung

In Abschnitt 1 wird erwähnt, daß geeignete Erregerregeleinrichtungen, die z.B. nach /D8/ den Pendelungen entgegenwirkende transiente Momente im Generator erzeugen, als Eingangssignale die Netzfrequenz, den Schlupf und den Polradwinkel des Generators benötigen. Verfahren zur dynamischen Netzfrequenzbestimmung stellt Abschnitt 3 dieser Arbeit, Verfahren zur Modulationsanalyse bzw. Schlupfmessung Abschnitt 6 vor. Ausgehend von dem Prinzip des Frequenzmeßverfahrens und der Synchronisierautomatik soll hier eine Möglichkeit zur einfachen Polradwinkelbestimmung erläutert werden.

Nach /L7/ entspricht der Polradwinkel ϑ der Verdrehung der Läuferachse gegenüber dem Raumzeiger der Netzspannung. Er ist lastabhängig und gerade so groß, daß zwischen dem inneren und

dem an der Welle angreifenden Moment Gleichgewicht herrscht. Für die Pendeldämpfungsgeräte interessiert er, weil das synchronisierende Moment $dm/d\vartheta$ proportional dem Cosinus von ϑ ist.

Die Verdrehung der Läuferachse gegenüber dem Raumzeiger der Netzspannung erhält man mit der Polpaarzahl p und dem Läuferwinkel φ aus

$$\vartheta = p\varphi - \arg(\underline{u}_{\Rightarrow p}) = \arg(e^{jp\varphi}\,\underline{u}^{*}_{\Rightarrow p}) \quad . \qquad 9.1$$

Mit dem Läuferwinkel, den man nach Bild 9.1 z.B. über einen Drehwinkelgeber D auf der Welle gewinnt, wird ein komplexer Zeiger gebildet, den der konjugiert komplexe Netzspannungsraumzeiger demoduliert. Man erhält einen ruhenden Zeiger, dessen Phasenwinkel dem Polradwinkel ϑ entspricht. Er ist für generatorischen Betrieb positiv und kann wie der ruhende Zeiger in Abschnitt 3 durch Mittelwertbildner von harmonischen Oberschwingungen befreit werden.

Die eleganteste Lösung für das Synchronisier- und Pendeldämpfungsgerät ist die Integration der vorgestellten einfachen Algorithmen zusammen mit der Drehzahl/Wirkleistungs- und Spannungs/Blindleistungsregelung des Generators in einem Rechner. Vor dem Synchronisieren regelt er die Regelabweichungen der Drehzahl $\Delta\omega$ und der Spannung Δu möglichst zu null und überwacht die Zuschaltkriterien. Nach dem Synchronisieren werden die abgegebene Wirk- und Blindleistung P und Q nach Bild 9.1 aus dem Spannungs- und Stromraumzeiger der Maschine gewonnen. Der Regler führt die Wirkleistung mit einer eingestellten Statik über P und das pendelfreie Frequenzsignal f_G dem Sollwert nach und regelt die Blindleistung im pendelfreien Zustand über Q und $|\underline{u}_{\Rightarrow pG}|$. Bei auftretenden Pendelungen kann, wie in /D8/ vorgeschlagen, der destabilisierende Einfluß der Blindleistungsregelung vorübergehend geschwächt werden, um mit f_G, ϑ und dem rückgeführten Pendelsignal f_P die vorhandenen Pendelungen über die Erregereinrichtung zu dämpfen.

10. Zusammenfassung

Die Netzfrequenz eines Verbundnetzes läßt sich als Mittelwert aller lokalen Frequenzen definieren, die aus der Winkelgeschwindigkeit des Spannungsraumzeigers gewonnen werden. Im quasistationären Betriebsfall kann man die Netzfrequenz an einem Ort durch die Mittelung der lokalen Frequenz über die Zeit berechnen. Dieser Frequenzwert entspricht der Winkelgeschwindigkeit der mitlaufenden Raumzeiger-Grundkomponente.

Zur Messung der Frequenz im Energieversorgungsnetz wird ein Meßgerät vorgestellt, das auf dem Prinzip eines digitalen Phasenregelkreises beruht. Durch logische Auswertung der Ableitungen des erzeugten Frequenzsignals können Phasensprünge erkannt und Frequenzimpulse im Signal unterdrückt werden.

Zur Analyse von niederfrequenten, durch Leistungspendelungen verursachten Frequenzmodulationen werden nichtrekursive linearphasige Filter und Filter auf Beobachterbasis untersucht.

Während die linearphasigen Filter die Eingangssignale um ihre Gruppenlaufzeit verzögern und deshalb zur Echtzeitanalyse nicht geeignet sind, geben die Beobachterfilter den Frequenzgrundanteil und den Frequenzpendelanteil amplituden- und phasenrichtig wieder. Um gegenüber Änderungen der Pendeleigenfrequenzen im Netz robust zu sein, wird das Beobachterfilter im Frequenz- und Zeitbereich optimiert.

Simulationsrechnungen der Algorithmen auf einem Großrechner und Messungen an einem Netzmodell mit einem ausgeführten Gerät auf Mikrorechnerbasis zeigen die Überlegenheit des neuen Frequenzmeßverfahrens gegenüber der bislang üblichen Methode der Periodendauerbestimmung aus den Nulldurchgängen einer Außenleiterspannung. Die Messungen bestätigen, daß bei genü-

gend hoher Auflösung der Variablen im Phasenregelkreis eine Empfindlichkeit von 1 mHz und eine dynamikabhängige Genauigkeit kleiner als 10 mHz erreicht wird.

Auch das Modulationsanalyseverfahren erweist sich in der praktischen Erprobung als äußerst funktionstüchtig, weil es schnell einschwingt, den Frequenzpendelanteil ohne Phasenverschiebung wiedergibt und robust gegenüber Eigenwertänderungen im Netz ist.

Literaturverzeichnis

Lehrbücher und Formelsammlungen

/L1/ Ackermann, J.:
"Abtastregelung Band I: Analyse und Synthese"
Springer-Verlag, Berlin/Heidelberg/New York, 1982[2]

/L2/ Ackermann, J.:
"Abtastregelung Band II: Entwurf robuster Systeme"
Springer-Verlag, Berlin/Heidelberg/New York, 1982[2]

/L3/ Best, R.:
"Handbuch der analogen und digitalen Filterungstechnik"
AT Verlag, Aarau/Stuttgart, 1982

/L4/ Bronstein, I.N.; Semendjajew, K.A.:
"Taschenbuch der Mathematik"
Verlag Harri Deutsch, Thun/Frankfurt a.M., 1977[17]

/L5/ Dresser, J.:
"Mathematik Handbuch"
Verlag Harri Deutsch, Thun/Frankfurt a.M., 1975

/L6/ Eckhardt, H.:
"Numerische Verfahren in der Energietechnik"
Teubner-Verlag, Stuttgart, 1978

/L7/ Eckhardt, H.:
"Grundzüge der elektrischen Maschinen"
Teubner-Verlag, Stuttgart, 1982

/L8/ Föllinger, O.:
"Lineare Abtastsysteme"
Oldenbourg-Verlag, München, 1982

/L9/ Hartmann, H.L.:
"Berichte zur Systematik und Analyse von Nachrichtensystemen : Digitale Nachrichtenübertragung"
Repertorium der Vorlesung Digitale Nachrichtenübertragung, Technische Universität Braunschweig, 1983

/L10/ Hartmann, H.L.:
"Berichte zur Systematik und Analyse von Nachrichtensystemen : Stochastische Prozesse in Nachrichtensystemen"
Repertorium zu einer statistischen Theorie der Nachrichtensysteme, aus: Nachrichtentechnische Zeitschrift (ntz), Bd. 31 und 32 (1978 und 1979), Ausgabe 1980, Technische Universität Braunschweig

/L11/ Hippe, P.; Wurmthaler, Ch.:
"Zustandsregelung"
Springer-Verlag, Berlin/Heidelberg/New York, 1985

/L12/ Hosemann, G.; Boeck, W.:
"Grundlagen der elektrischen Energietechnik"
Springer-Verlag, Berlin/Heidelberg/New York, 1983[2]

/L13/ Isermann, R.:
"Digitale Regelsysteme"
Springer-Verlag, Berlin/Heidelberg/New York, 1977

/L14/ Jenkins, G.M.; Watts, D.G.:
"Spectral Analysis and its Applications"
Holden-Day, San Francisco, 1968

/L15/ Leonhard, W.:
"Statistische Analyse linearer Regelsysteme"
Teubner-Verlag, Stuttgart, 1973

/L16/ Leonhard, W.:
"Regelung in der elektrischen Energieversorgung"
Teubner-Verlag, Stuttgart, 1980

/L17/ Leonhard, W.: "Einführung in die Regelungstechnik"
Vieweg-Verlag, Braunschweig, 1977

/L18/ Leonhard, W.:
"Regelung in der elektrischen Antriebstechnik"
Teubner-Verlag, Stuttgart, 1974

/L19/ Leonhard, W.:
"Einführung in die Regelungstechnik/
Nichtlineare Regelvorgänge"
Vieweg-Verlag, Braunschweig, 1977[2]

/L20/ Schüßler, H.-W.:
"Digitale Systeme zur Signalverarbeitung"
Springer-Verlag, Berlin/Heidelberg, 1973

/L21/ Schüßler, H.-W.:
"Netzwerke, Signale und Systeme
Band II: Theorie kontinuierlicher und diskreter
Signale und Systeme"
Springer-Verlag, Berlin/Heidelberg, 1973

/L22/ Stearns, S.D.:
"Digitale Verarbeitung analoger Signale"
Oldenbourg-Verlag, München, 1979

/L23/ Unbehauen, R.:
"Systemtheorie"
Oldenbourg-Verlag, München, 1980[3]

/L24/ Yuen, C.K.; Fraser, D.:
"Digital Spectral Analysis"
CSIRO, East Melbourne, Australia, 1979

/L25/ Tietze, U.; Schenk, Ch.;:
"Halbleiter-Schaltungstechnik"
Springer-Verlag, Berlin/Heidelberg/New York, 1978[4]

/L26/ Schüßler, H.-W.:
"Digitale Signalverarbeitung II"
Skriptum des Lehrstuhls für Nachrichtentechnik
Universität Erlangen-Nürnberg Nr. 4

Dissertationen, Diplom- und Studienarbeiten

/D1/ Baldamus, H.:
"Beitrag zur digitalen Phasenwinkelmessung im Frequenzbereich der Starkstromtechnik"
Dissertation D83 an der Fakultät für Elektrotechnik der Technischen Universität Berlin, Berlin 1966

/D2/ Daimer, M.:
"Aufbau und Inbetriebnahme einer Rechnerkarte mit Signalpro-zessor TMS 320"
Studienarbeit S128 am Lehrstuhl für elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen 1985

/D3/ Durlak, P.:
"Aufbau und Inbetriebnahme der Analogeingabe für den Mikrorechner MMC 216"
Diplomarbeit D124 am Lehrstuhl für elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen, 1985

/D4/ Endres, B.:
"Nichtrekursive digitale Filter für die Schutztechnik"
Diplomarbeit D96 am Lehrstuhl für elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen, 1983

/D5/ Finzel, P.:
"Inbetriebnahme eines 16-Bit Mikrorechnersystems MMC 216" Diplomarbeit D138 am Lehrstuhl für elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen, 1985

/D6/ Heilemann, F.:
"Frequenz- und Leistungspendelungen in elektrischen Verbundnetzen. Entstehung und Gegenmaßnahmen"
Dissertation Universität Stuttgart, Stuttgart, 1983

/D7/ Spichtinger, K.:
"Erkennung von Frequenz- / Leistungspendelungen im elektrischen Energieversorgungsnetz"
Diplomarbeit D174 am Lehrstuhl für elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen, 1986

/D8/ Bichler, U.:
"Synchronmaschinen mit aktiver Dämpfung"
Dissertation Technische Universität Braunschweig, Braunschweig, 1985

/D9/ Biburger, R.:
"Spektrale Spannungsanalyse im Energieversorgungsnetz"
Diplomarbeit D146 am Lehrstuhl für elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen, 1985

/D10/ Hopf, P.:
"Dreiphasige Frequenzmessung im elektrischen Energieversorgungsnetz" Diplomarbeit D196 am Lehrstuhl für elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen, 1986

/D11/ Niklaus,G.:
"Simulation eines fehler- und oberschwingungsbehafteten Drehstromsystems" Diplomarbeit D153 am Lehrstuhl für elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen, 1985

/D12/ Pigler, H.:
"Inbetriebnahme des Mikrorechnersystems MMC 216"
Diplomarbeit D131 am Lehrstuhl für elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen, 1984

/D13/ Retzmann, D.:
"Digitaler Echtzeitwandler für Raumzeigerkomponenten zur Analyse von Drehstromgrößen vorzugsweise der Spannungsgegenkomponente"
Dissertation an der technischen Fakultät der Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen 1984

/D14/ Schüller, R.:
"Inbetriebnahme einer Signalprozessorkarte"
Diplomarbeit D162 am Lehrstuhl für elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen, 1985

/D15/ Zwickl, K.:
"Meßrechner mit Signalprozessor TMS 32010"
Diplomarbeit D197 am Lehrstuhl für elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen, 1986

/D16/ Han, Y.:
"Berechnung der Wirkleistungs-Frequenz-Ausgleichsvorgänge in ausgedehnten Netzen mit Hilfe inhomogener Ersatzleitungen"
Dissertation Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen 1986

Artikel, Vorträge und sonstige Quellen

/A1/ Adams, R.K.; McIntyre, J.M.; Rochelle, R.W.:
"Microcomputer use for studying interconnected electric system frequency"
The best of the Computer Faires, conf. proc. of the 6th Wist Computer Faire, San Francisco, USA, April 1981, S.309-310

/A2/ Adams, R.K.; McIntyre, J.M.; Symonds, F.W.:
"Characteristics of the eastern Interconnection line frequency"
IEEE, Transactions in Power Apparatus and System, No.12, Dezember 1982, S.4542-4547

/A3/ Aoki, K.; Satok, T.:
"Economic Dispatch with network security constraints using parametric quadratic programming"
IEEE, Transactions on Power Apparatus and Systems, No.12, Dezember 1982, S.4548-4556

/A4/ Askar, M.:
"Simultaneous detection and smoothing"
Digital Signal Processing 84, S.330-333

/A5/ Baldwin, M.S.; Schenkel, H.S.:
"Determination of Frequency Decay Rates During Periods of Generation Deficiency"
IEEE Transactions in Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-95, No.1, January/February 1976, S.26-36

/A6/ Bazali, J.:
"Fast highly precise measurement of the power-line frequency variation"
Practical measurement for improving efficiencies, 7.IMEKO congress, London, Mai 1976, S.41-48

/A7/ Bodow, J.:
"Guarding industry's electrical loads"
Electronics, 8. Januar 1968, S.86-88

/A8/ Bosnjakovic, P.:
"A simple high speed and high accuracy digital frequency meter for power line frequency maesurement"
Colloque international sur l'electronique et la mesure, Paris, Mai 1975, S.151

/A9/ Byars, M.:
"Utilising a Calculator as a Microprocessor Display/ Keyboard"
Electronic Engineering, Juli 1981, S.25

/A10/ Erche, M.:
"Schwingungsmodell zur Untersuchung elektromagnetischer Ausgleichvorgänge in Hochspannungsnetzen"
Siemens Energie und Automation 7, Heft 3, 1985, S.245-250

/A11/ Nelles, D.:
"Dämpfung von Netzpendelungen"
2. FGH - Forum: Netzdynamik 1-258
etz - Archiv 6, 1984, Heft 12

/A12/ Germer, H.:
"Precision measurement of low frequencies and frequency deviations by a device containing a pocket calculator chip"
Euromeas-77, A European Conference on precise electrical measurement, Brighton, September 1977, S.76-78

/A13/ Grebe, E.; Handschin, E.; Haubrich, H.-J.; Traeder, G.:
"Dynamische Langzeitstabilität von Netzen"
Elektrizitätswirtschaft, Jg.78, Heft 19, S.725-731

/A14/ Guenzel, K.; Panier, H.:
"Ein neuer Frequenzmeßumformer für den Netzfrequenzbereich"
Meßtechnik, 81, 1973, S.131-136

/A15/ Girgis, A.A.; Ham, F.M.:
"A New FFT-Based Digital Frequency Relay For Load Shedding"
IEEE Transactions in Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-101, No.2, February 1982, S.433-439

/A16/ Girgis, A.A.; Ham, F.M.:
"A Quantitative Study of Pitfalls in the FFT"
IEEE Transactions On Aerospace and Electronic Systems, Vol.AES-16, No.4, July 1980, S.434-439

/A17/ Haubrich, H.-J.:
"Stabilitätsstützung im Mittelbereich durch frequenzabhängigen Lastabwurf"
Elektrizitätswirtschaft, Jg.83, Heft 20, S.860-865

/A18/ Haußmann,W.:
"Ein digitaler Demodulator für äquidistant abgetastete FM-Signale"
Übertragungstechnik, S.806-808

/A19/ Hoffmann, E.; Veith, H.-W.:
" Das Verhalten der Primärregelung des westeuropäischen Verbundnetzes (UCPTE)"
Elektrizitätswirtschaft, Sonderdruck Nr.3497, S.81-87

/A20/ Khadra, L.; Powers, E.J.; Kim, Y.C.:
"Digital complex demodulation of nonstationary time series"
Digital Signal Processing-84, S.587-591

/A21/ Leibold, H.; Born, E.:
"Schaltungsanordnung zur Gewinnung von Auslösesignalen bei von einer Sollfrequenz abweichenden Frequenzen"
Deutsche Offenlegungsschrift 2318875, 24.10.1974

/A22/ Malik, O.P.; Hope, G.S.; James, J.:
"Digital Angular Speed Measurement Using Waveform Sampling"
IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol.IE-29, No.1, February 1982

/A23/ Martinelli, G.; Orlandi, G.:
"Linear prediction estimation of sinusoids in additive noise with very short data sequences"
Digital Signal Processing-84, S.325-329

/A24/ McKay, A.; Swift, G.W.:
"A high speed transducer for power system phase and frequency"
IEEE 1977, Power Engng. Soc. Winter Meeting, New York, Januar/Februar 1977, S.1-5

/A25/ Niklaus, G.:
"Frequenz-Messung"
Seminarvortrag am Institut für elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Juli 1985

/A26/ Patonkar, A.R.; Andheri, K.P.P.; Sitharaman, M.R.:
"An automatic elctronic frequency comparator"
J. Inst. Electron., A. Telecommun., Eng., 20, 1974, S.405-407

/A27/ Phadke, A.G.; Adamiak, M.G.; Thorp, J.S.:
"A New Measurement Technique for Tracking Voltage Phasors, Local System Frequency, and Rate of Change of Frequency"
IEEE Transactions in Power Apparatus and Systems, Mai 1983, S.1025-1039

/A28/ Retzmann, D.; Krebs, R.; Zahout, R.:
"Digitaler Echtzeitwandler für Raumzeigerkomponenten zur Messung und Analyse von Drehstromgrößen"
Elektrotechnische Zeitschrift, Archiv Bd.6, 1984, S.329-332

/A29/ Rice, Q.:
"A High Resolution Frequency Meter for 50 Hz"
Electronic Engineering, Juli 1981, S.23

/A30/ Roduit, C.:
"Frequency Meter Uses PLL"
20.Januar 1979

/A31/ Tränkler, H.-R.:
"Meßtechnik und Meßsignalverarbeitung
C) Digitale Meßtechnik
20 Digitale Zeit- und Frequenzmessung"
Technisches Messen **tm** , Heft 6, 1986, S. 249-254

/A32/ UCPTE Quartalsbericht 4-1984
Kurzfassung der Studie: "Welche Anforderungen stellt der Netzbetrieb an das Verhalten der thermischen Kraftwerke?"

/A33/ Volkers, H.:
"Schnelle Fouriertransformation mit TMS 320 als Coprozessor"
Elektronik 23, 16.11.1984, S.109-112

/A34/ Widrevitz, B.C.; Armington, R.E.:
"A Digital Rate-Of-Change Underfrequency Protective Relay for Power Systems"
IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-96, No. 5, September/October 1977

/A35/ Günzel, K.; Panier, H.:
"Ein neuer Frequenzmeßumformer für den Netzfrequenzbereich"
Meßtechnik 81 , 5/73, S.131-136

/A36/ Siemens Aktiengesellschaft:
"Leistungs-Frequenz-Regelung"
Prospekt zu Lastverteilerausrüstungen
Bestell-Nr. E 142/1801

/A37/ Grimm, G.:
"Informationstechnik aus der Steckdose"
ETZ-Report 14, VDE-Verlag GmbH, Berlin, 1980

/A38/ Nguyen, C.T.; Srinivasan, K.:
"A New Technique for Rapid Tracking of Frequency Deviations Based on Level Crossings"
IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-103, No. 8, August 1984

/A39/ Sachdev, M.S.; Giray, M.M.:
"A Least Error Squares Technique for Determining Power System Frequency"
IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-104, No. 2, February 1985

/A40/ Koch, K.:
"Meßanordnung zur Bestimmung von Augenblicksfrequenz
und Winkellage des Flußraumzeigers bei
stromrichtergespeisten Maschinen"
etz Archiv Bd. 7, 1985, H. 2

Anhang A

Abschätzung der Eigenfrequenz zweier gekoppelter ungedämpfter Synchrongeneratoren

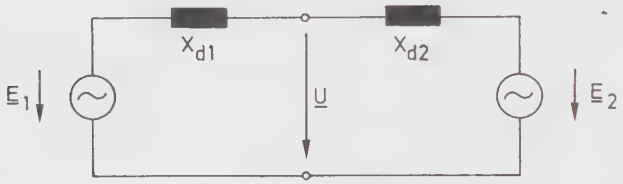


Bild 6.5 Modell zur einfachen Bestimmung von Generatoreigenfrequenzen

Bewegungsgleichung:

$$\theta_\nu \ddot{\vartheta}_\nu + M_{k\nu} \sin \vartheta_\nu = M_{A\nu} \tag{A1}$$

Kippmoment: $$M_{k\nu} = \frac{3UE_\nu}{\omega_n X_{d\nu}} \tag{A2}$$

Linearisierung im Arbeitspunkt, Kleinsignalverhalten:

$$\theta_\nu \Delta\ddot{\vartheta}_\nu + (M_{k\nu} \cos\vartheta_{0\nu}) \Delta\vartheta_\nu = \Delta M_{A\nu}$$

$$\Delta\ddot{\vartheta}_\nu + \frac{R_\nu}{\theta_\nu} \Delta\vartheta_\nu = \Delta M_{A\nu}/\theta_\nu \tag{A3}$$

mit $R_\nu = M_{k\nu} \cos\vartheta_{0\nu}$

Momentengleichgewicht am Knoten:

$$(M_{k1} \cos\vartheta_{01}) \Delta\vartheta_1 = (M_{k2} \cos\vartheta_{02}) \Delta\vartheta_2$$

$$\Delta\vartheta_2/\Delta\vartheta_1 = R_1/R_2 \tag{A4}$$

Addition der Bewegungsgleichungen:

$$\Delta\ddot{\vartheta}_1 + \Delta\ddot{\vartheta}_2 + \frac{R_1}{\theta_1}\Delta\vartheta_1 + \frac{R_2}{\theta_2}\Delta\vartheta_2 = \frac{\Delta M_{A1}}{\theta_1} + \frac{\Delta M_{A2}}{\theta_2}$$

$$\Delta\ddot{\vartheta}_1\left(1 + \frac{\Delta\ddot{\vartheta}_2}{\Delta\ddot{\vartheta}_1}\right) + \Delta\vartheta_1\left(\frac{R_1}{\theta_1} + \frac{R_2}{\theta_2}\frac{\Delta\vartheta_2}{\Delta\vartheta_1}\right) = \ldots \qquad \text{(A5)}$$

(A4) in (A5) einsetzen:

$$\Delta\ddot{\vartheta}_1\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + \Delta\vartheta_1 R_1\left(\frac{1}{\theta_1} + \frac{1}{\theta_2}\right) = \ldots$$

$$\Delta\ddot{\vartheta}_1 + \Delta\vartheta_1\left(\frac{1}{\theta_1} + \frac{1}{\theta_2}\right)\left(\frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}\right) = \ldots \qquad \text{(A6)}$$

$$\omega_1 = \sqrt{\left(\frac{1}{\theta_1} + \frac{1}{\theta_2}\right)\left(\frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}\right)} \qquad \text{(A7)}$$

Sonderfall starres Netz: $\theta_2 \to \infty$, $R_2 \to \infty$

$$\omega_{1s} = \sqrt{\frac{R_1}{\theta_1}} = \sqrt{\frac{\omega_n}{T_{a1}}\frac{M_{k1}}{M_{n1}}\cos\vartheta_{01}} = \sqrt{\frac{\omega_n}{T_{a1}}\frac{\cos\vartheta_{01}}{\sin\vartheta_{n1}}} \qquad \text{(A8)}$$

allgemein gilt mit $\theta_\nu = \frac{T_{a\nu}M_{n\nu}}{\omega_n} = \frac{T_{a\nu}S_{n\nu}\cos\varphi_{n\nu}}{\omega_n^2}$

unter den Voraussetzungen:

$\varphi_{n1} = \varphi_{n2}$; $\vartheta_{n1} = \vartheta_{n2}$; $\vartheta_{01} = \vartheta_{02}$

$$\omega_1 = \omega_{1s}\sqrt{\frac{1 + \frac{\theta_1}{\theta_2}}{1 + \frac{R_1}{R_2}}}$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{\omega_n}{T_{a1}}\frac{\cos\vartheta_0}{\sin\vartheta_n}} \cdot \sqrt{\frac{1 + \frac{T_{a1}}{T_{a2}}\frac{S_{n1}}{S_{n2}}}{1 + \frac{S_{n1}}{S_{n2}}}} \qquad \text{(A9)}$$

Lebenslauf

Volker Eckhardt

15.12.1958	geboren in Mülheim/Ruhr
1964	eingeschult in Braunschweig
1977	Abitur am Martino Katharineum in Braunschweig
	Beginn des Elektrotechnik-Studiums an der **Technischen Universität Braunschweig**
1979	Vordiplom
	anschließende Studienschwerpunkte: - Regelungstechnik - Energietechnik
1983	Diplom
	wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für elektrische Energieversorung der **Universität Erlangen - Nürnberg**
1987	Mitarbeiter bei **GILDEMEISTER AUTOMATION** Hannover
	Praktika:
1977	14 Wochen im Nürnberger Maschinen- und Apparatewerk der Firma Siemens AG
1978	5 Wochen im Braunschweiger Signalwerk der Firma Siemens AG
1982	7 Wochen bei der Volkswagenwerk AG Wolfsburg Abteilung Forschung und Entwicklung

SELISCH

W. Selisch · Mikrofilmservice, Druck & Verlag
Fliederweg 4-6 · 8521 Langensendelbach
Telefon 09133/8338 o. 4054 · Telex 629817 wase d

BIZ Büro-Informations-Zentrum · Michael-Vogel-Str. 1e · 8520 Erlangen
Telefon: 09131/20005 · ttx: 9131374 biz